К. И. ШЕНФЕР

# АСИНХРОННЫЕ МАШИНЫ

ГОНТИ • НКТП • СССР • 1938

*Пролетарии всех стран, соединяйтесь!*

Академик К. И. ШЕНФЕР

# АСИНХРОННЫЕ МАШИНЫ

*ИЗДАНИЕ ЧЕТВЕРТОЕ, ПЕРЕРАБОТАННОЕ И ДОПОЛНЕННОЕ*

*Утверждено ГУУЗ НКТП в качестве учебника для энергетических втуз'ов*

Цена 7 р., пер. 1 р. 50 к.

ГОСУДАРСТВЕННОЕ
ОБЪЕДИНЕННОЕ НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКОЕ ИЗДАТЕЛЬСТВО
РЕДАКЦИЯ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОЙ ЛИТЕРАТУРЫ

МОСКВА 1938 ЛЕНИНГРАД

Индекс ЭЭ-20-5-2

*Пр. ТКК № 19 от 29/IV 1938 г.*

Редактор инж. *А. Д. Смирнов.* Технич. редактор *В. Н. Шипов.*

Сдано в производство 25/II 1938 г.
Подписано к печати 21/VI 1938 г.
Формат бумаги $60 \times 92^1/_{16}$.
Колич. печ. листов 25,75.
Учетно-автор. листов 34,52.
Колич. бум. листов 12,88.
Колич. печ. зн. в 1 бум. л. 107000.
Авторских листов 30,7.
Энергоредакция № 119.
Заказ № 182.
Тираж 10 000. Учетный № 7539.
Уполномоч. Главлита № Б-48631.

Отпечатано на бумаге Камской фабрики.

4-тип. ГОНТИ НКТП СССР «Красный Печатник». Ленинград, Международный пр., 75а.

## *ПРЕДИСЛОВИЕ К ЧЕТВЕРТОМУ ИЗДАНИЮ*

В этом издании переработаны главы, касающиеся векторных диаграмм, круговых диаграмм, зубцовых полей, пуска в ход и пр.

Ряд разделов написан заново: главы об асинхронных генераторах, о модификациях ротора Бушеро, о теории ротора с двойной клеткой, о нестационарных процессах и т. д.

В новой главе о шумах в асинхронных машинах материал изложен сжато, так как по этому вопросу имеется обстоятельное изложение в книге проф. Б. П. Апарова „Машины переменного тока".

Раздел, касающийся каскадных схем, значительно сокращен, так как по этому вопросу имеется фундаментальная книга проф. М. П. Костенко, где можно найти исчерпывающий материал по этой теме.

В добавлении приведены сведения, касающиеся нормальных свойств машин, весов, а также приведена таблица данных машин, построенных советскими заводами.

Автор считает своим долгом выразить благодарность проф. М. П. Костенко, сделавшему ряд ценных указаний в отношении четвертого издания книги. Проф. В. А. Толвинского автор благодарит за критические указания относительно начальных глав книги. Автор также выражает свою благодарность инж. В. К. Красусскому, производившему примерный расчет двигателя на 42 kW, и т. Ванкевичу Л. В., рассчитавшему для примера двигатель на 15 kW.

Москва, 1938 г.

*К. Шенфер*

## ОГЛАВЛЕНИЕ

Стр.

## Глава X. Крутящий момент



## Глава XI. Потери и к. п. д.

Стр.



## Глава XII. Нагревание машин



## Глава XIII. Вывод круговой диаграммы



## Глава XIV. Пользование круговой диаграммой

Стр.

Стр.



## Глава XXVI. Каскадное соединение асинхронных двигателей с коллекторными машинами



## Глава XXVII. Компенсаторы сдвига фаз



## Глава XXVIII. Компенсированные асинхронные двигатели

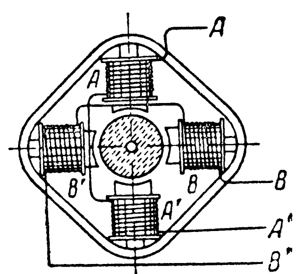


## Глава XXIX. Синхронно-индукционные двигатели

## ВВЕДЕНИЕ

**§ 1. Краткий исторический обзор.** Изобретение асинхронного двигателя приписывается проф. Галлилео Феррарису, который открыл (в 1885 г.) явление вращающегося магнитного поля.

На фиг. 1 показан схематически двигатель Феррариса, работающий на принципе вращающегося магнитного поля. Двигатель этот, однако, не получил на практике дальнейшего распространения, так как имел выступающие полюса и был весьма несовершенной конструкции.



Фиг. 1. Схема двигателя Феррариса с массивным железным ротором в виде цилиндра без обмотки.

Год спустя (в 1886 г.) Тесла в Америке независимо от Феррариса также построил асинхронный двигатель. Статор этого двигателя в отличие от двигателя Феррариса имел уже более совершенную р а с п р е д е л е н н у ю обмотку, однако его ротор был весьма примитивной конструкции, имея вместо обычной — в настоящее время цилиндрической — удлиненную форму, как показано на фиг. 2, что ухудшало свойства этого двигателя.

Фиг. 2. Схема двигателя Тесла.

Доливо-Добровольский впервые (в 1890/91 г.) придал асинхронному двигателю законченную и весьма совершенную с конструктивной точки зрения форму, которая в общих чертах напоминает современные конструкции (равномерно распределенная обмотка в статоре и роторе и одинаковый воздушный зазор по всей окружности ротора).

Одним из первых, придавших асинхронному двигателю весьма конструктивную форму, является также Броун (С. Е. Z. Brown), который на заводе Эрликон (Oerlikon) в Швейцарии в 1890 г. построил двигатель мощностью в 20 *л. с.* (фиг. 3).

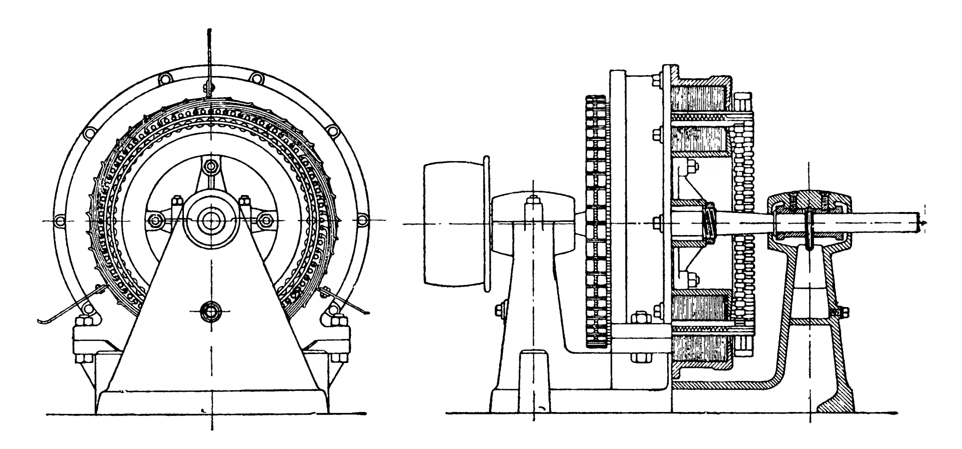
В настоящее время мощность, на которую строятся асинхронные двигатели, колеблется в очень широких пределах, начиная от долей лошадиных сил и кончая многими тысячами киловатт.

**§ 2. Опыт Фарадея**. Для выяснения тех принципов, на основании которых работает современный асинхронный двигатель, вспомним известный опыт Фарадея.

Расположение этого опыта показывает фиг. 4, на которой означают:

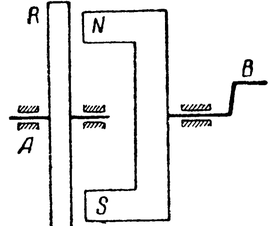
*R* — медный диск с осью *A*, которая может вращаться в подшипниках;

*N* — *S* — постоянный магнит.



Фиг. 3. Асинхронный двигатель завода Эрликон 20 *л. с.* (1890 г.).

Если магнит *N* — *S* при помощи ручки *B* будет приведен во вращение, то, как показывает опыт, медный диск *R* начнет увлекаться в сторону вращения магнита *N* — *S*. Последнее объясняется появлением в диске наводимых вращающимся магнитом *N* — *S* токов Фуко, которые, взаимодействуя с магнитным полем *N* — *S*, служат причиной появления крутящего момента.




Фиг. 4. Диск Фарадея.

**§ 3. Принцип действия современного асинхронного двигателя**. Диск Фарадея, изображенный на фиг. 4, является прототипом современного асинхронного двигателя.

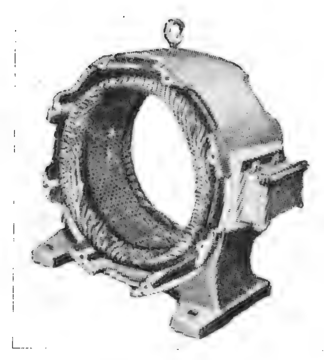
Современный асинхронный двигатель (фиг. 5, 6, 7) имеет в принципе такой же, как и в расположении Фарадея, вращающийся якорь *R* или р о т о р, как его обычно называют; вместо примитивной конструкции с вращающимся магнитом *N* — *S* Фарадея асинхронный двигатель имеет неподвижный с т а т о р *S* (фиг. 5), в котором вращение магнитного потока осуществляется более совершенным, описанным ниже образом. К статору современного асинхронного двигателя подводится э л е к т р и ч е с к а я энергия, обычно в виде многофазного тока.

Этот многофазный ток, обтекая обмотки статора *S* (фиг. 8), создает так называемое в р а щ а ю щ е е с я м а г н и т н о е поле Ф; последнее, пересекая провода обмотки ротора *R*, наводит в них токи $I_2$; токи $I_2$,

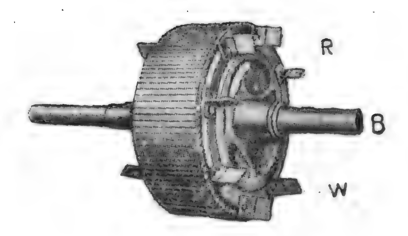
взаимодействуя с потоком Ф, служат причиной появления крутящего момента:

$$M \equiv \Phi \cdot I_2.$$

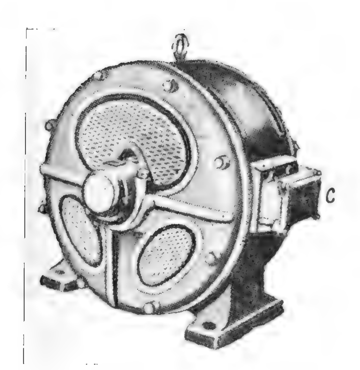
Таким образом мы видим, что в асинхронном двигателе электрическая энергия передается ротору через посредство вращающегося магнитного потока. Это дает возможность расположить обмотку на роторе $R$, замкнув ее на себя совершенно н е з а в и с и м о о т с т а т о р а и л и н и и. Благодаря последнему обстоятельству этот тип двигателя выгодно отличается от коллекторных машин постоянного тока, в которых, как известно, электрическая энергия должна подводиться к якорю посредством щеток и проводов. Таким образом в случае асинхронного двигателя электрическая энергия к ротору подводится посредством вращающегося потока („индуктивно“), в случае же двигателя постоянного тока — при помощи электрических проводов („кондуктивно“).



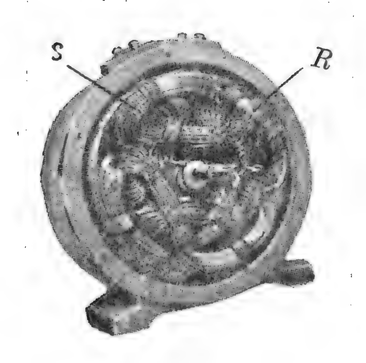
Фиг. 5. Статор асинхронного двигателя.




Фиг. 6. Ротор асинхронного двигателя; $B$ — вал; $W$ — крылья вентилятора.




Фиг. 7. Асинхронный двигатель в собранном виде.




Фиг. 8. Асихронный двигатель с отнятой боковой крышкой; $S$ — статор; $R$ — ротор.

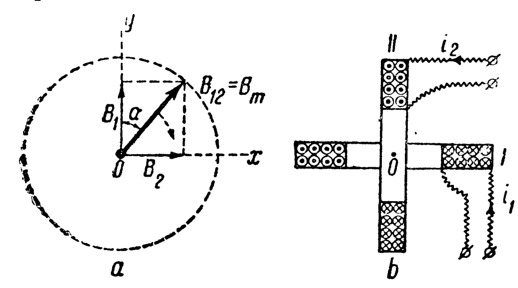
Это дает асинхронному двигателю по сравнению с машиной постоянного тока то преимущество, что неподвижный статор асинхронного двигателя в случае необходимости может быть намотан на высокое на-

пряжение (2 000 — 6 000 V), в то время как обмотка вращающегося ротора может иметь небольшое число витков и, следовательно, невысокое напряжение.

**§ 4. Вращающееся магнитное поле (двухфазное).** Для того чтобы понять механизм образования вращающегося магнитного поля, рассмотрим следующий примитивный опыт согласно фиг. 9,*b*.

На этой фигуре изображены две с одинаковым числом витков катушки *I* и *II*, оси которых расположены в пространстве перпендикулярно друг к другу. Как видно из этой фигуры, катушка *I* обтекается током $i_1$, а катушка *II* — током $i_2$.

Предположим сначала, что токи $i_1$ и $i_2$ — постоянны и что ток $i_1$, проходящий по катушке *I*, создает внутри этой катушки магнитную индукцию $B_1$, а ток, текущий в катушке *II*, — индукцию $B_2$ (фиг. 9,*a*).




Фиг. 9. Образование вращавшегося двухфазного магнитного поля.

Результирующая величина магнитной индукции $B$ в точке $O$ получится путем геометрического суммирования отдельных величин $B_1$ и $B_2$, согласно фиг. 9,*a*.

Как видно из этой фигуры, угол наклона $\alpha$ зависит от относительной величины векторов $B_1$ и $B_2$; угол $\alpha$ будет сохранять постоянную величину при постоянном значении векторов $B_1$ и $B_2$.

Теперь посмотрим, что получится, если токи $i_1$ и $i_2$, питающие катушки *I* и *II*, будут переменными.

Предположим вначале, что катушки будут питаться двухфазным током, так что ток в катушке *I* будет

$$i_1 = I_m \cdot \sin \omega t,$$

а в катушке *II*

$$i_2 = I_m \cdot \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right).$$

Тогда в какой-нибудь момент времени магнитная индукция в середине первой катушки будет

$$B_1 = B_m \sin \omega t,$$

и во второй

$$B_2 = B_m \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right),$$

где $B$ — некоторое амплитудное значение.

Результирующая величина $B_{12}$ получится путем геометрического сложения векторов $B_1$ и $B_2$:

$$B_{12} = \sqrt{B_1^2 + B_2^2} = \sqrt{B_m^2 \cdot \sin^2 \omega t + B_m^2 \sin^2\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right)} =$$

$$= B_m \sqrt{\sin^2 \omega t + \sin^2\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right)} = B_m \cdot \sqrt{\sin^2 \omega t + \cos^2 \omega t} = B_m = \text{const}.$$

Таким образом мы видим, что результирующий вектор $B_{12}$, полученный путем геометрического сложения двух переменных векторов $B_1$ и $B_2$, остается все время постоянным:

$$B_{12} = B_m = \text{const}.$$

Посмотрим, как будет при этом меняться его направление, определяемое углом $\alpha$ на фиг. 9, *а*.

Из прямоугольного треугольника (фиг. 9, *а*), имеем

$$\operatorname{tg} \alpha = \frac{B_2}{B_1} = \frac{B_m \cdot \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right)}{B_m \sin \omega t} = \frac{\sin\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right)}{\sin \omega t} =$$

$$= \frac{\sin\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right)}{\cos\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right)} = \operatorname{tg}\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right).$$

Фиг. 10. Вращение результирующего вектора $B$.

Отсюда мы видим, что

$$\alpha = \left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right),$$

т. е. мы видим, что угол $\alpha$ меняется прямо пропорционально времени $t$.

Таким образом $\alpha$ на фиг. 9,*а* с течением времени непрерывно возрастает, т. е. это значит, что результирующий вектор $B_{12}$ вращается с равномерной угловой скоростью, равной $\omega$, причем конец этого вектора $B_{12}$ описывает окружность (фиг. 9,*а*), в результате чего получается вращающееся магнитное поле.

На фиг. 10 показано геометрическое построение для разных моментных значений магнитных индукций $B_1$ и $B_2$, причем моментное значение тока, текущего в катушках $I$ и $II$, показано условно кружками разного диаметра.

Как видно из фиг. 10, результирующий вектор $B$ при обтекании катушки $I$ и $II$ двухфазным током, вращается в пространстве с постоянной скоростью.

Все приведенные выше выводы были сделаны в предположении, что число витков в катушках $I$ и $II$ и эффективное значение напряжений на зажимах этих катушек одинаковы. Если числа витков в катушках $I$ и $II$ неодинаковы, то можно доказать, что конец результирующего вектора $B_{12}$ будет перемещаться не по окружности, а по эллипсу,

в этом случае получается так называемое эллиптическое вращающееся магнитное поле (фиг. 11).

**§ 5. Вращающееся магнитное поле, создаваемое трехфазным током.** На практике при передаче электрической энергии, как известно, главным образом, применяется трехфазный ток. Поэтому рассмотрим расположение (фиг. 12), дающее возможность получения вращающегося потока при трехфазной системе.

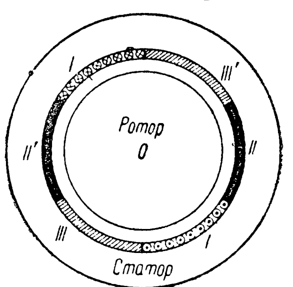
Фиг. 11. Эллиптическое вращающееся магнитное поле.

На этой фигуре в разрезе изображены три катушки $I - I'$, $II - II'$ и $III - III'$, обтекаемые трехфазным током, причем для наглядности пояса токов, принадлежащих разным фазам, изображены разной штриховкой.

Как видно из фиг. 12, оси этих трех катушек относительно друг друга в пространстве составляют угол в 120°.

Обозначим мгновенные значения токов, текущих в катушках в какой-нибудь момент времени, через $i_1$, $i_2$ и $i_3$.

Каждая из трех изображенных на фиг. 12 катушек в отдельности создает магнитный поток, пульсирующий с частотой сети. Предположим для упрощения задачи, что кривая распределения магнитной индукции в воздушном зазоре вдоль окружности ротора, создаваемая каждой фазной обмоткой статора в отдельности, представляет собой синусоиду. Таким образом при наличии трех обмоток в статоре $I - I'$, $II - II'$ и $III - III'$ мы будем иметь дело с тремя соответственными кривыми магнитной индукции с синусоидальным распределением, смещенными друг относительно друга по окружности ротора на 120°.



Фиг. 12. Расположение обмотки статора трехфазного асинхронного двигателя.

Амплитуды этих трех синусоид не будут постоянными, но будут изменяться в соответствии с изменением токов, текущих в трех фазах обмотки статора. Если, например, в фазе $I$ ток будет иметь значение

$$i_1 = I_m \cdot \sin \omega t,$$

то амплитуда кривой распределения магнитной индукции в воздушном зазоре будет равна

$$B_1 = B_m \cdot \sin \omega t.$$

В тот момент, когда ток в фазе $I$ будет равен максимальному значению, амплитуда кривой магнитной индукции достигнет также своего максимального значения:

$$B_1 = B_m.$$

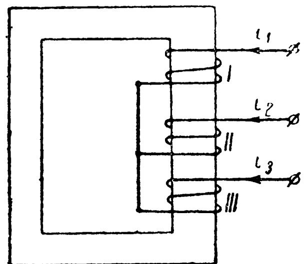
Для какого-нибудь момента времени $t$ значения токов, текущих в фазах $I - II - III$, и соответственных амплитуд магнитной индукции даются следующей таблицей.

ТАБЛИЦА 1

| Фаза | Ток | Амплитуда магнитной индукции |
|---|---|---|
| *I* | $i_1 = I_m \cdot \sin \omega t$ | $B_1 = B_m \cdot \sin \omega t$ |
| *II* | $i_2 = I_m \cdot \sin (\omega t - 120^\circ)$ | $B_2 = B_m \cdot \sin (\omega t - 120^\circ)$ |
| *III* | $i_3 = I_m \cdot \sin (\omega t - 240^\circ)$ | $B_3 = B_m \cdot \sin (\omega t - 240^\circ)$ |

Нашей задачей является нахождение магнитной индукции $B_{123}$, получающейся в результате одновременного существования всех трех синусоид с амплитудами $B_1$, $B_2$ и $B_3$.

Для получения этой результирующей индукции $B_{123}$ было бы неправильно складывать значения $B_1$, $B_2$ и $B_3$ алгебраически. Это можно было бы сделать только в том случае, если бы оси всех катушек *I*, *II* и *III* совпадали, т. е. если бы мы имели расположение, характеризуемое фиг. 13, на которой изображены 3 катушки *I* — *II* — *III*, сидящие на общем керне и соединенные между собой в звезду.



Фиг. 13. Катушки *I*, *II* и *III*, сидящие на общем керне.

В этом случае мы имели бы для результирующей магнитной индукции следующее значение:

$$\dot{B}_{123} = \dot{B}_1 + \dot{B}_2 + \dot{B}_3,$$

или

$$B_{123} = B_m \cdot \sin \omega t + B_m \cdot \sin (\omega t - 120^\circ) + B_m \cdot \sin (\omega t - 240^\circ),$$

$$B_{123} = B_m \cdot [\sin \omega t + \sin (\omega t - 120^\circ) + \sin (\omega t - 240^\circ)].$$

Выражение, стоящее в прямых скобках последнего уравнения, как это нетрудно доказать, оказывается равным нулю; таким образом при этих условиях мы получаем $B_{123} = 0$; следовательно, мы видим, что при условиях фиг. 13 результирующий поток будет равен нулю. При условиях же фиг. 12 оси катушек *I*, *II* и *III* не совпадают друг с другом, но составляют друг с другом угол 120°. Таким образом для нахождения результирующей величины $B_{123}$ магнитные индукции этих катушек $B_1$, $B_2$ и $B_3$ должны быть сложены не алгебраически, но геометрически.

Поэтому для нахождения результирующей величины $B_{123}$ найдем сумму проекций величин $B_1$, $B_2$ и $B_3$ на какую-нибудь ось, например, ось катушки *I*

$$B_{123} = B_1 + B_2 \cdot \cos 120^\circ + B_3 \cdot \cos 240^\circ.$$

На основании данных таблицы последнее уравнение примет следующий вид:

$$B_{123} = B_m \cdot \sin \omega t + B_m \sin(\omega t - 120°) \cdot \cos 120° + B_m \sin(\omega t - 240°) \cdot \cos 240°.$$

Вынося постоянную величину $B$ за скобки и производя простые тригонометрические преобразования, найдем окончательно

$$B_{123} = \frac{3}{2} \cdot B_m \cdot \sin \omega t.$$

Это уравнение показывает, что при трехфазной системе обмоток согласно фиг. 12 результирующий вектор получается

$$\boxed{B_{123} = \frac{3}{2} \cdot B_m,}$$

причем $B_{123}$ **вращается в пространстве с постоянной угловой скоростью** $\omega$.

Такой результат получается, однако, лишь в том случае, если кривые распределения м. д. с., создаваемые обмотками *I*, *II*, *III* вдоль окружности статора или ротора, являются синусоидами и если токи, питающие эти обмотки, будут строго синусоидальны. В действительности же по большей части кривые м. д. с. и токи, питающие обмотки *I*, *II*, *III*, имеют высшие гармонические составляющие, вследствие чего, как можно показать, в результирующем магнитном поле должны также появиться высшие гармоники.

## *ГЛАВА I*

## ОБМОТКИ АСИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ

**§ 6. Классификация.** Обмотки, применяемые в асинхронных двигателях, можно разделить на следующие категории:

1) катушечные;
2) обходные;
3) видоизмененные обмотки постоянного тока;
4) короткозамкнутые обмотки (для роторов).

**§ 7. Катушечные обмотки.** Катушечная обмотка обычно состоит из ряда отдельных секций, выполненных в виде витков — катушек, соединенных между собой последовательно.

Рассмотрим вначале простейшую однофазную катушечную обмотку (фиг. 14).

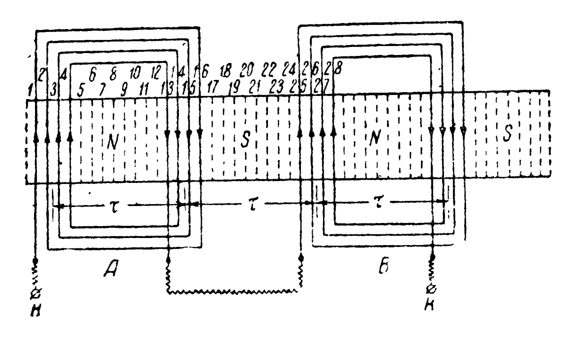
Как видно из этой фигуры, обмотка состоит из ряда катушек *A* и *B*, соединенных последовательно. Число витков в каждой такой катушке берут в зависимости от напряжения и мощности двигателя. При больших напряжениях и малых мощностях число витков в каждой катушке приходится брать большим.

Начала и концы отдельных катушек такой обмотки должны быть соединены между собой таким образом, чтобы получилось правильное чередование полюсов (фиг. 14). На фиг. 14 изображена четырехполюс-

ная обмотка; на этой фигуре (равно как и на фиг. 15 и 16) соединительные проводники, при помощи которых отдельные катушки соединяются между собой, показаны для ясности волнистыми линиями.

В катушечной обмотке согласно фиг. 14 число катушек равно половине числа полюсов.

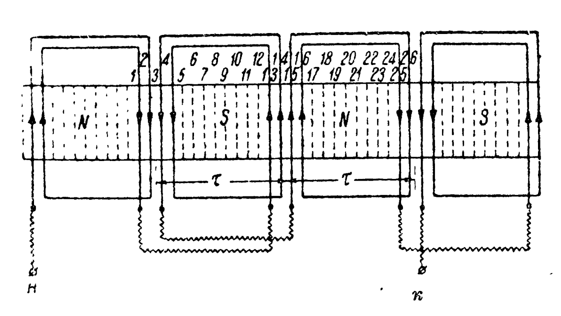
Как видно из фиг. 14, вся обмотка состоит из двух катушек $A$ и $B$, причем каждая катушка в свою очередь состоит из четырех секций; таким образом каждая катушечная сторона лежит в четырех пазах. Число пазов $q$, в которых лежит каждая катушечная сторона обмотки, является весьма характерной величиной.



Фиг. 14. Схема однофазной катушечной обмотки ($q = 4$, $2p = 4$, $K = p = 2$).

Она будет в дальнейшем неоднократно фигурировать в разных формулах. По числовой величине $q$ **равно числу пазов, приходящихся на один полюс и фазу обмотки.** Для обмотки согласно фиг. 14 мы имеем $q = 4$.

Рассматривая фиг. 14, мы видим, что секции обмотки лежат в пазах *4—13*, *3—14*, *2—15*, *1—16*. Как видно из фигуры, внутренние секции каждой катушки имеют ширину, немного меньшую полюсного деления $\tau$, в то время как крайние витки (например *1—16*) имеют ширину, немного большую полюсного деления $\tau$. На фиг. 14 показана только одна фаза, провода которой занимают только $^1/_3$ всего числа пазов: остальные $^2/_3$ всего числа пазов показаны на этой фигуре незаполненными.



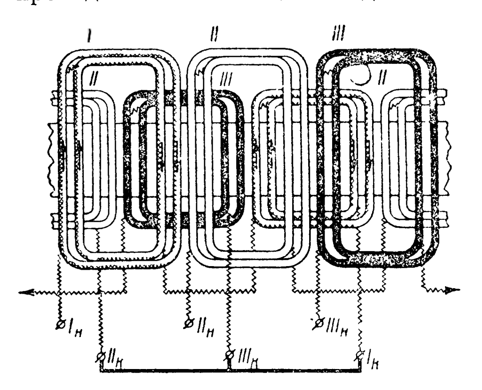
Фиг. 15. Схема однофазной катушечной обмотки ($q = 4$, $2p = 4$, $K = 2p = 4$).

Число полюсов при рассмотренной выше обмотке получается всегда вдвое больше, чем число шпуль; таким образом на фиг. 14 при двух катушках мы имеем 4 полюса ($2p = 4$).

Теперь рассмотрим катушечную обмотку несколько иной конструкции (фиг. 15). Как видно из фиг. 15, число катушек, образующих эту обмотку, равно числу полюсов. Таким образом при четырехполюсной схеме получается в каждой фазе 4 катушки; на фиг. 15 показана обмотка, имеющая в каждой шпуле по 2 секции.

Обмотка фиг. 15 может быть получена из обмотки фиг. 14 следующим образом: вместо того чтобы соединять провода, лежащие в пазах

*15—16*, с проводами пазов *1—2*, как показано на фиг. 14, можно провода пазов *15—16* соединить с проводами *26—25*; в результате получится обмотка фиг. 15, имеющая вдвое большее число шпуль.



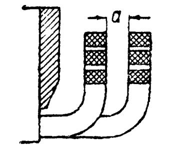

Фиг. 16. Схема трехфазной катушечной обмотки ($m = 3$, $q = 2$, $2p = 4$, $K = m \cdot p = 3 \cdot 2 = 6$).

Обмотка фиг. 15 в смысле распределения активных проводов и формы кривой м. д. с. совершенно идентична с обмоткой фиг. 14. Особенностью обмотки фиг. 15 является относительно небольшая ширина секций, которые всюду меньше величины полюсного деления $\tau$; поэтому обмотку фиг. 15 иногда называют „обмоткой с короткими шпулями" [1].

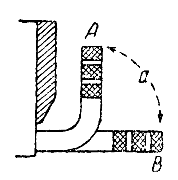
Теперь перейдем к рассмотрению трехфазных обмоток.

На фиг. 14 была показана обмотка, провода которой занимают только $^1/_3$ от общего числа пазов.

Если расположить в остальных $^2/_3$ пазов 2 такие же обмотки, смещенные относительно первой в пространстве на угол в 120° и 240°, то получится трехфазная обмотка. На фиг. 16 показана такая трехфазная катушечная обмотка, причем на чертеже катушки, принадлежащие разным фазам, для наглядности обозначены разной штриховкой. Как видно из этой фигуры, одна сторона каждой шпули расположена в двух пазах, т. е. мы здесь имеем число пазов на полюс и фазу, равное двум ($q = 2$).




Как видно из фиг. 16, каждая фаза катушечной обмотки состоит из ряда шпуль, имеющих **длинные** и **короткие** торцевые части. Для того чтобы понять, почему приходится выполнять торцевые части катушек разной длины, рассмотрим разрез статора асинхронного двигателя с катушечной обмоткой (фиг. 17).



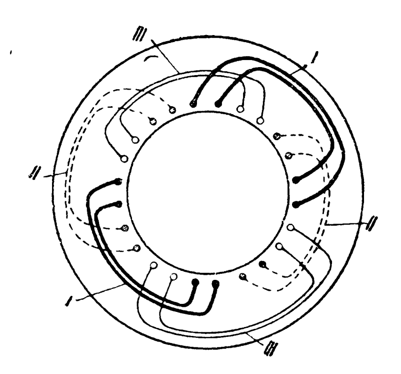

Фиг. 17. Расположение „головок" обмотки при $q = 3$ (двухплоскостная обмотка).

Как видно из этой фигуры, при намотке торцевые части *A* некоторых катушек приходится отгибать кверху, чтобы образовалось между шпулями *A* и *B* разных фаз достаточное расстояние *a*. Катушки *A* с загнутыми кверху торцевыми частями имеют среднюю длину одного витка несколько бо́льшую, чем катушки *B* (фиг. 17 правый чертеж). Поэтому катушки типа *A* изображены условно всюду на наших обмоточных схемах более длинными, чем катушки типа *B*.

[1] На фиг. 14 и 15 были показаны обмотки, занимающие $^1/_3$ полюсного деления и являющиеся одной фазой трехфазной обмотки. В двигателях однофазного тока провода статорной обмотки обычно для увеличения использования типа располагаются на протяжении $^2/_3\ \tau$.

Обмотки типа фиг. 16 получили на практике очень большое распространение; они применяются, главным образом, в качестве статорных обмоток асинхронных двигателей.

В двигателях малой мощности роторы с контактными кольцами часто имеют такую же катушечную обмотку согласно фиг. 16.



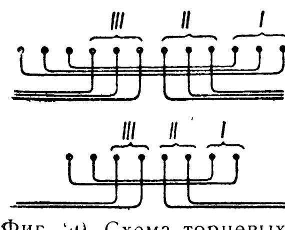

Фиг. 18. Схема торцевых соединений трехфазной обмотки ($m = 3$, $q = 2$, $2p = 4$, $K = 3 \times \times 2 = 6$).

Фиг. 19. Схема торцевых соединений трехфазной обмотки ($m = 3$, $q = 1$, $2p = 4$, $K = 3 \times \times 2 = 6$).

На фиг. 16 изображена катушечная обмотка с числом пазов на полюс и фазу $q = 2$.

В машинах большой мощности, имеющих большую величину полюсного деления $\tau$, число $q$ берется также большим; встречаются обмотки с $q = 3$, 5 и выше; в двигателях большой мощности, быстроходного типа часто даже бывает $q = 6$.

На фиг. 18, 19 и 20 показаны торцевые части трехфазной статорной обмотки четырехполюсного двигателя, имеющей $q = 2$ и $q = 1$.




Фиг. 20. Схема торцевых соединений трехфазной обмотки ($m = 3$, $q = 3$ и $q = 2$).

**§ 8. Связь между числом полюсов и числом шпуль катушечной обмотки.** В случае трехфазной шпульной обмотки при двухполюсной схеме ($2p = 2$) необходимо иметь число шпуль, равное трем, т. е. по одной шпуле на каждую фазу. При четырехполюсной схеме ($2p = 4$) необходимое число шпуль будет равно $3 \cdot 2 = 6$, т. е. по две шпули на одну фазу.

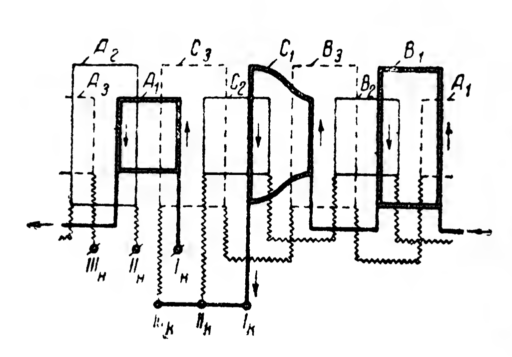
Общее число шпуль может быть найдено из формулы $K = m \cdot p$, где $m$ — число фаз, а $p$ — число пар полюсов.

**§ 9. Катушечная обмотка при нечетном числе пар полюсов ($p$).** Как было выяснено выше, число шпуль в каждой фазе шпульной обмотки равно числу пар полюсов; таким образом *при нечетном $p$ число шпуль в каждой фазе получается также нечетным.*

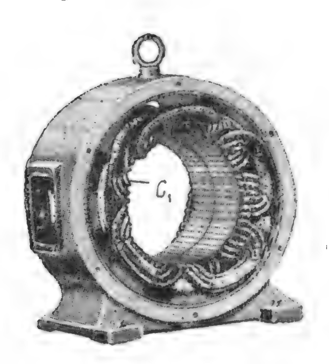
В этом случае одну из шпуль приходится выполнять несимметричной формы (см. катушку $C_1$ на фиг. 21 и 22).

Для пояснения сказанного на фиг. 21 приведена схема шестиполюсной ($2p = 6$) трехфазной шпульной обмотки.

Как видно из этой фигуры, фаза *I* состоит из трех последовательно соединенных шпуль: короткой шпули $A_1$, длинной шпули $B_1$ и

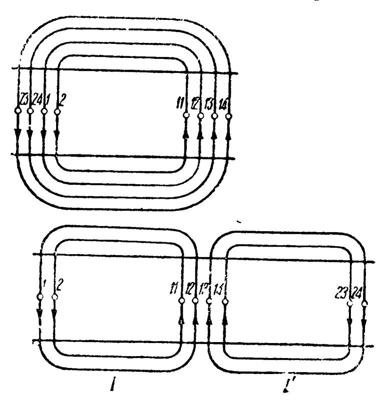


Фиг. 21. Схема трехфазной катушечной обмотки при нечетном $p$ ($m = 3$, $q = 1$, $2p = 6$, $K = 3 \cdot 3 = 9$) с одной несимметричной шпулей $C_1$.

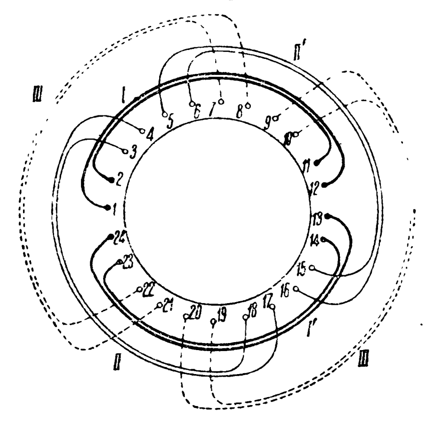


Фиг. 22. Статор асинхронного двигателя с обмоткой, выполненной согласно схеме фиг. 21. $C_1$ — несимметричная катушка.

несимметричной шпули $C_1$. Фаза *II* (фиг. 21) состоит из одной шпули длинной $A_2$ и двух коротких $B_2$ и $C_2$. И, наконец, фаза *III* имеет 1 шпулю короткую $A_3$ и 2 шпули длинных $B_3$ и $C_3$.



Фиг. 23. Катушка „двухэтажной“ (двухплоскостной) — верхний чертеж и „трехэтажной“ (трехплоскостной) обмотки — нижний чертеж.



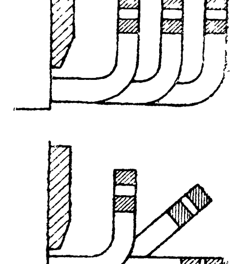
Фиг. 24. Схема „трехэтажной“ (трехплоскостной) обмотки; $p = 1$; $q = 4$; $z = 24$.

**§ 10. Катушечная обмотка с дробным числом пазов на полюс и фазу ($q$).** Выше были рассмотрены шпульные обмотки с целым числом пазов на полюс и фазу ($q$).

Встречаются иногда (хотя довольно редко) шпульные обмотки, в которых среднее значение $q$ получается дробным.

На фиг. 26 показана шпульная трехфазная четырехполюсная обмотка для которой в среднем $q = 2{,}5$.

Как видно из этой фигуры, фаза $I$ состоит из двух последовательно соединенных шпуль, причем шпуля $I_A$ имеет $q = 3$, шпуля $I_B$ имеет $q = 2$.



Фиг. 25. Торцевые соединения трехплоскостной (трехэтажной) катушечной обмотки.

Фаза $II$ этой обмотки (фиг. 26) состоит из шпули $II_A$ ($q = 3$) и шпули $II_B$ ($q = 2$) и, наконец, фаза $III$ состоит из шпули $III_A$ ($q = 3$) и шпули $III_B$ ($q = 2$).

Опыты показывают, что в машинах с дробным $q$ часто наблюдаются „магнитные шумы" и увеличенные дополнительные потери в железе. Поэтому в настоящее время по возможности избегают строить машины с дробным числом $q$.

**§ 11. Схемы двухплоскостных и трехплоскостных катушечных обмоток.** При четном числе пазов на полюс и фазу $q$ катушечная обмотка может быть выполнена в двух модификациях.

На верхнем чертеже фиг. 23 показана катушка трехфазной обмотки с $q = 4$ в первой модификации. Вторую модификацию можно получить, если отогнуть торцевые части половины секций катушки в одну сторону и торцевые части другой — в другую сторону; в этом случае получим так называемую „трехэтажную" обмотку, изображенную на нижнем чертеже фиг. 23.

Фиг. 26. Схема торцевых соединений трехфазной обмотки при дробном значении $q$ ($m = 3$, $q_1 = 2$, $q_2 = 3$, $q = 2{,}5$, $2p = 4$, $K = 6$).

Фиг. 27. Схема трехфазной катушечной обмотки для разъемного статора ($m = 3$, $q = 1$, $2p = 6$, $K = 3 \times \times 3 = 9$).

На фиг. 24 показана полная схема „трехэтажной" (трехплоскостной) обмотки.

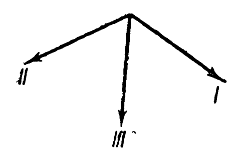
На фиг. 25 показаны торцевые соединения такой „трехплоскостной" обмотки.

Как видно из этой фигуры, торцевые части катушки здесь изогнуты в трех плоскостях, откуда и происходит название обмотки этого типа. Недостатком трехплоскостной обмотки является некоторая ее сложность и трудность ремонта.

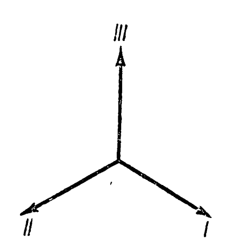
Достоинством является уменьшение магнитного рассеяния торцевых частей обмотки. Применяется эта обмотка сравнительно редко, главным образом в двигателях больших мощностей с большим $q$.

**§ 12. Катушечная обмотка для разъемного статора.** Все отмеченные выше шпульные обмотки обладают следующим недостатком: при этих обмотках нельзя выполнять статор разъемного типа. Для больших машин это представляет известные неудобства, так как не позволяет транспортировать двигатель с разъемом по частям.

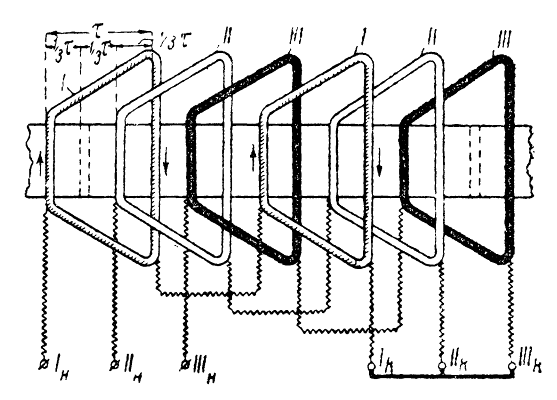
Для избежания этого неудобства можно применять обмотки типа фиг. 27.




Фиг. 28. Векторная диаграмма напряжения при неправильном соединении катушек по схеме фиг. 27.




Фиг. 29. Векторная диаграмма напряжения, соответствующая фиг. 27, при правильном соединении катушек.




Фиг. 30. Схема трехфазной симметричной катушечной обмотки ($m = 3$, $q = 1$, $2p = 4$, $K = 3 \times 2 = 6$).

Как видно из этой фигуры, в такой обмотке каждая фаза состоит из ряда катушек одинаковой формы; катушки *I*, *II*, *III* смещены друг относительно друга на $^1/_3\ \tau$, т. е. на 60° электрических (см. векторную диаграмму на фиг. 28).

Для того чтобы фаза *III* была сдвинута относительно фазы *I* не на 60°, а на угол 240°, необходимо сделать присоединение фазы *III* в обратном направлении.

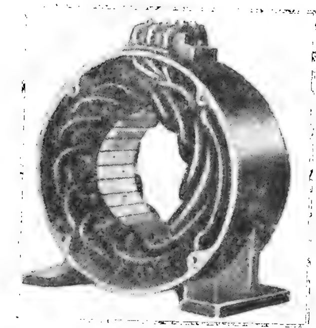
В этом случае вместо векторной диаграммы фиг. 28 у нас получится диаграмма фиг. 29.

При обмотке по схеме фиг. 27 сопротивления отдельных фаз получаются неодинаковыми, что является некоторым недостатком обмоток этого типа.

**§ 13. Симметричная катушечная обмотка.** Во всех рассмотренных нами выше катушечных обмотках каждая из фаз состоит из ряда катушек разной формы (прямых и согнутых).

На фиг. 30 показана трехфазная катушечная обмотка, в которой все катушки имеют совершено одинаковую форму. При такой обмотке сопротивления всех трех фаз получаются одинаковыми, и трехфазная система получается совершенно симметричной.

**§ 14. Катушечная обмотка с „короткими" шпулями.** На фиг. 30 была описана трехфазная симметричная катушечная обмотка, у которой ширина шпули равна точно одному полюсному делению $\tau$.



Фиг. 31. Статор асинхронного двигателя с симметричной катушечной обмоткой ($m = 3$, $q = 1$, $2p = 8$, $K = 3 \cdot 4 = 12$).

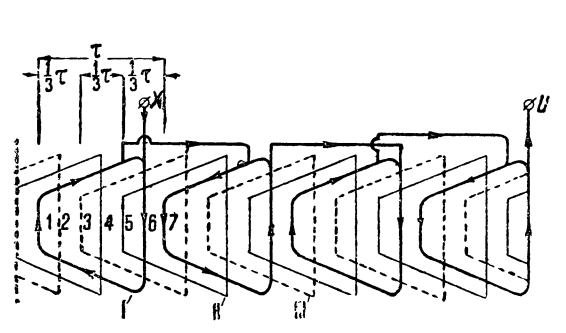
При этой обмотке число шпуль каждой фазы получается равным числу пар полюсов $p$, так что общее число шпуль получается равным $p \cdot m$.

Укорачивая соответственным образом ширину каждой шпули, мы получим обмотку, характеризуемую вдвое большим числом шпуль.

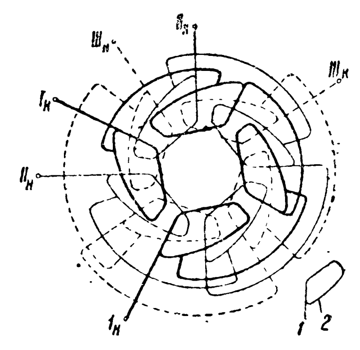
На фиг. 32 показана такая катушечная обмотка, у которой число шпуль равно $2pm$.

Как видно из фиг. 32, стороны шпули здесь лежат в пазах *1—6*, что при условиях фиг. 33 соответствует шагу, равному $^5/_6\tau$; таким образом мы здесь имеем укорочение шага, равное $^1/_6\ \tau$.

На фиг. 33 показана полная схема этой обмотки. Лобовые соединения в таких обмотках получаются более короткими, чем в катушечных обмотках типа фиг. 30, в результате этого удается достигнуть в таких обмотках (согласно фиг. 33) относительно невысокого реактанца магнит-




Фиг. 32. Симметричная катушечная обмотка с укороченным шагом.



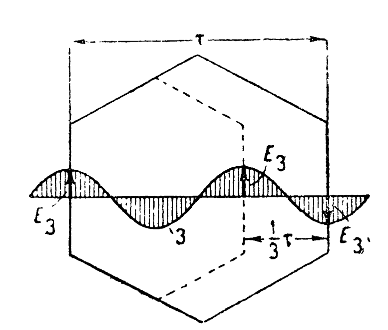

Фиг. 33. Симметричная катушечная обмотка с укороченным шагом.

ного рассеяния. Обмотки этого типа часто встречаются в асинхронных двигателях американского завода Вестингауза.

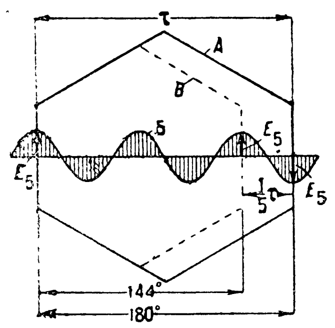
Отдельные шпули этой обмотки предварительно изготовляются на шаблоне, после чего каждая шпуля закладывается в пазы (полузакрытые) мотора; при этом приходится в паз просовывать по одному проводнику шпули, для чего отверстие полузакрытой части паза должно быть достаточно велико для того, чтобы возможно было просунуть проводник.

**§ 15. Влияние укорочения шага обмотки на форму кривой индуктированной э. д. с.** На фиг. 34 показана секция обмотки, ширина которой равна полюсному делению $\tau$ (см. сплошные линии).

Как видно из этой фигуры, третья гармоника *3* (если таковая имеется в кривой вращающегося поля) будет наводить в каждой стороне секции э. д. с. тройной частоты $E_3$.



Фиг. 34. Кривая поля третьей гармоники.

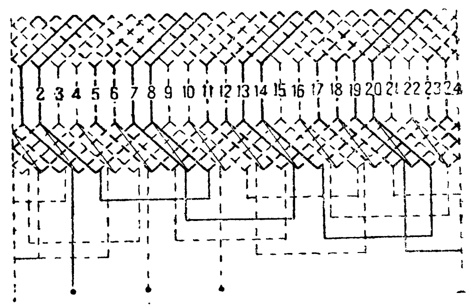


Фиг. 35. Кривая поля пятой гармоники.

Если шаг секции будет укорочен на $^1/_3\,\tau$, то, как видно из фигуры (см. пунктир), э. д. с. $E_3$, пунктированные в каждой секционной стороне, будут направлены друг против друга и будут, таким образом, взаимно скомпенсированы.

Если укорочение секции будет равно $^1/_5\,\tau$, то, как показывает фиг. 35, будут скомпенсированы э. д. с. $E_5$ пятой гармоники (равно как э. д. с. гармоник, кратных 5).

**§ 16. Обмотки с укороченным шагом.** В последнее время все чаще и чаще начинают встречаться обмотки переменного тока с большим укорочением шага.



Фиг. 36. „Американская" обмотка.

На фиг. 35 для сравнения показаны две секции обмоток: обмотка $A$ с шагом, равным $\tau$, и обмотка $B$ с шагом, укороченным до $^4/_5\,\tau$.

Сравнение этих двух обмоток приводит к следующим положениям:

1. При том же магнитном потоке индуктированная э. д. с. в обмотке с укороченным шагом будет меньше, чем в обмотке с диаметральным шагом в отношении обмоточного коэфициента: при условиях фиг. 35 мы найдем[1]

$$k = \cos\frac{\alpha}{2} = \cos\frac{\tau}{10} = \cos 18^\circ \approx 0{,}96,$$

т. е. уменьшение э. д. с. выразится здесь в 4%.

[1] См. ниже уравнение (31,1) стр. 44.

2. Сокращение шага влечет за собой уменьшение веса секций $A$.

Весьма важным обстоятельством является укорочение аксиальных размеров торцевой части обмотки с укорочением шага, что дает возможность *сократить аксиальные размеры машины*.

3. При обмотке с укорочением шага получается кривая магнитного потока с очертаниями, весьма близко приближающимися к синусоиде, так как при сокращении шага пропадает ряд высших гармонических в кривой магнитного поля. При сокращении шага, например, до 144° (что соответствует ширине секции, равной $^4/_5\,\tau$) пропадают все высшие гармоники, кратные 5. Шаг таких обмоток часто выбирают равным 0,8 $\tau$.

**§ 17. Трехфазная двухслойная обмотка (так называемая „американская“).** Обмотка этого типа, показанная на фиг. 36, состоит из секций равной ширины, причем секционные стороны этой обмотки располагаются в два слоя, как в барабанных обмотках машин постоянного тока. На фиг. 36 показана обмотка, ширина секций которой равна полюсному делению.

Американские заводы часто выполняют эту обмотку с большим укорочением шага. Выгода такого укорочения шага заключается в следующем:

1. Сокращаются аксиальные размеры машины.

2. Уменьшается реактанц магнитного рассеяния торцевых частей обмотки.

Фиг. 37. Обходная обмотка.

Отдельные секции этой обмотки обычно изготовляются на шаблонах и после пропитки секций закладываются в пазы статора, которые выполняются в этом случае открытого типа.

В этих так называемых *американских* обмотках уменьшается не только реактанц торцевых частей, но также и реактанц паза; последнее вызвано тем, что в каждом пазу этой обмотки находятся провода разных фаз.

Вес меди при таких обмотках в общем получается меньше, чем при других типах обмоток, и в среднем в отдельных случаях может достигать 10% и выше; причина этого лежит в сокращении шага и длины торцевых частей обмотки. При этой обмотке кривая магнитной индукции приближается весьма близко к синусоиде, вследствие чего добавочные потери от высших гармонических поля здесь понижаются почти до нуля.

**§ 18. Фазная стержневая обмотка ротора.** На фиг. 37 изображена схема трехфазной стержневой обмотки, соединенной в звезду.

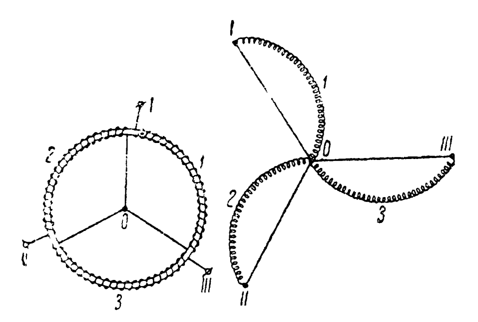
Начала трех фаз $a - b - c$ могут быть присоединены к контактным кольцам в том случае, если обмотка предназначается для ротора, или должны быть присоединены к линейным зажимам в том случае, если обмотка предназначается для статора.

Эта обмотка принадлежит к типу так называемых „обходных обмоток“; такое название эта обмотка получила потому, что провода этой обмотки

соединены последовательно друг с другом таким образом, что при перемещении по проводникам этой обмотки в направлении течения тока мы все время перемещаемся — „обходим“ — обмотку в одном определенном направлении; например, войдя в клемму $a$ на фиг. 37, мы все время будем перемещаться по окружности ротора в направлении вращения часовой стрелки.

На фиг. 37 видно, что обходная обмотка имеет характер волновой, все частичные шаги обмотки обычно бывают равны полюсному делению $\tau$, за исключением одного, который должен быть немного меньше или больше полюсного деления $\tau$; если бы все частичные шаги этой обмотки в точности были равны $\tau$, то после одного обхода по окружности якоря, сделав $2p$ шагов, обмотка замкнулась бы сама на себя.

Эти обмотки применяются сравнительно редко для низковольтных машин.



Фиг. 38. Схема образования разрезной обмотки постоянного тока.

**§ 19. Разрезные обмотки постоянного тока.** Обычная замкнутая барабанная обмотка постоянного тока может быть приспособлена для питания ее трехфазным током.

Для этой цели необходимо разыскать на обмотке три точки, равно удаленные друг от друга на угловое расстояние, соответствующее сдвигу в 120 „электрических градусов“, и присоединить их к сети (в случае статора) или замкнуть на короткое (в случае ротора).

Однако такая обмотка будет обладать следующими недостатками:

1. Провода разных фаз будут перемешаны друг с другом таким образом, что в одном пазу окажутся провода, принадлежащие к разным фазам.

2. Соединение такой обмотки может быть осуществлено только в треугольник.

3. Обмоточный коэфициент такой замкнутой обмотки, характеризующий степень ее использования, будет невысок.

Все вышеприведенные затруднения могут быть устранены, если несколько видоизменить якорную обмотку, разрезав ее в нескольких местах.

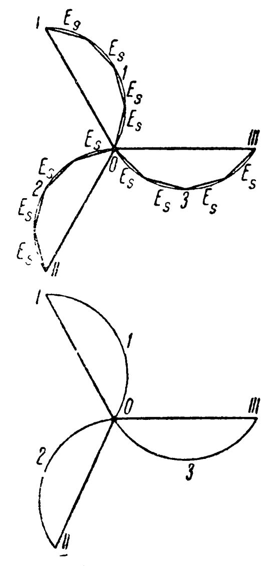
Так, разрезав обмотку якоря на 3 части (при двухполюсной схеме согласно фиг. 38, правый чертеж), мы получаем возможность соединения обмотки в звезду.

Однако коэфициент использования такой обмотки будет невысокий. Причину этого можно выяснить, рассматривая фиг. 39 (верхний чертеж), где изображена так называемая потенциальная диаграмма обмотки, соединенной согласно фиг. 38.

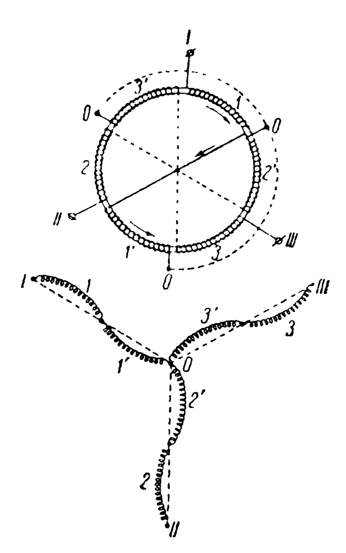
Три вектора на фиг. 39, смещенные друг относительно друга по фазе на 120° $OI$, $OII$ и $OIII$, представляют собой по величине и фазе те э. д. с., которые индуктируются вращающимся потоком в статоре или роторе асинхронного двигателя, соединенного согласно фиг. 38.

Как видно из фиг. 39, эти э. д. с. $OI$, $OII$ и $OIII$ получаются в результате геометрического сложения тех э. д. с. $E_s$, которые наводятся в отдельных секциях обмотки и которые смещены друг относительно друга по фазе на некоторый угол, соответствующий относительному расположению секций. При бесконечно большом числе секций э. д. с. $E_s$ делаются очень малыми, но зато число их возрастает также до бесконечно большой величины, и в результате вместо ломаной линии (фиг. 39, верхний чертеж) мы получаем дуги окружности, как показано на фиг. 39 (нижний чертеж).

Сравнивая чертежи фиг. 38 и 39, мы видим, что оси самых секций кольцевых обмоток *1*, *2*, *3* имеют на нижнем чертеже фиг. 39 такие




Фиг. 39. Векторная диаграмма напряжений для разрезной обмотки согласно фиг. 38.




Фиг. 40. Схема кольцевой обмотки, разрезанной в шести точках.

же очертания, как и части дуг на чертеже фиг. 38; поэтому чертеж фиг. 39, одновременно давая принципиальную схему соединений фаз между собой, в то же время может служить потенциальной диаграммой, характеризующей степень использования обмотки.

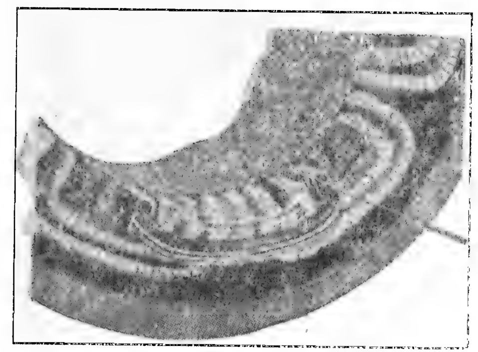
Если кольцевую обмотку разрезать не на три части, как на фиг 38, а на 6 частей, как на фиг. 40, то, надлежащим образом соединяя между собой отдельные части обмоток, можно повысить коэфициент использования такой обмотки.

Как показывает верхний чертеж фиг. 40, кольцевая обмотка разрезана на 6 частей, в результате чего получается 6 независимых обмоток: *1 — 2' — 3 — 1' — 2 — 3'*.

Можно соединить все 6 вышеуказанных обмоток попарно таким образом, чтобы э. д. с., индуктированные в этих обмотках, суммировались.

Если, например, соединить обмотку *1* с обмоткой *1'* последовательно (как показано на верхнем чертеже фиг 40 жирным), то э. д. с., индуктированные в этих обмотках, будут складываться. Таким же образом последовательно можно соединить и обмотки *2 — 2'* и *3 — 3'*.

На нижнем чертеже фиг. 40 дана схема соединения частей той же разрезной обмотки, что и на верхнем чертеже, причем, однако, для наглядности части обмоток перемещены параллельно самим себе в такое положение, что начало одной части обмотки совпадает с соответственным концом другой.



Фиг. 41. Выполнение катушечных обмоток вручную.

Фиг. 38 и 40 построены в одном приблизительно масштабе. Сравнивая величину отрезка *0 — 1* на фиг. 38 и фиг. 40, мы видим, что во втором случае этот отрезок имеет бо́льшую величину.

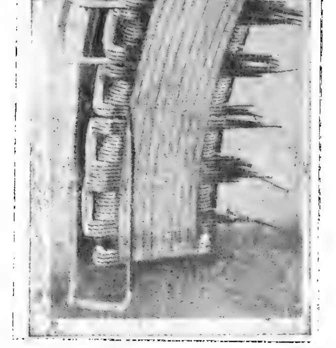
Это показывает, что использование обмотки или обмоточный коэфициент соединения согласно фиг. 40 больше, чем при схеме фиг. 38.

На фиг. 40 была показана для наглядности кольцевая обмотка.

Такой же метод рассечения обмотки на несколько частей с целью повышения обмоточного коэфициента может быть применен и к барабанным обмоткам.

**§ 20. Способы намотки.** Намотка катушечных обмоток может происходить или в р у ч н у ю (фиг. 41) или катушки могут быть предварительно изготовлены на ш а б л о н а х и после тщательной изолировки заложены в пазы (фиг. 42).

При последнем методе (на шаблонах) обмотка может быть лучше и надежнее изолирована, чем при способе ручной намотки. Способ шаблонной намотки требует о т к р ы т ы х п а з о в, что повышает магнитное сопротивление цепи и вызывает соответствующее увеличение намагничивающего тока двигателя.



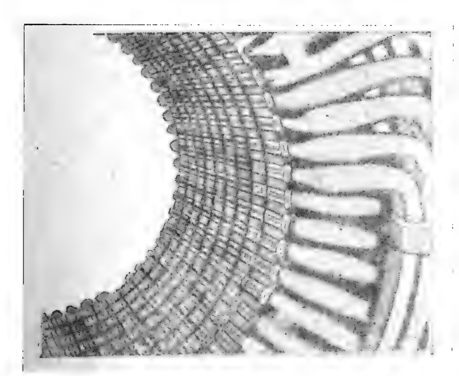
Фиг. 42. Шаблонная обмотка, заложенная в полузакрытые пазы. Свободные концы катушек еще не спаяны.

Некоторые заводы часть операций по изготовлению обмотки ведут н а ш а б л о н а х и при наличности п о л у з а к р ы т ы х п а з о в.

Для этой цели пучок предварительно изогнутых на шаблонах и изолированных проводов заводится в полузакрытые пазы с б о к у, и затем свободные концы проводов между собой соответствующим образом с п а и в а ю т с я, так что в результате получается шпульная обмотка (фиг. 42).

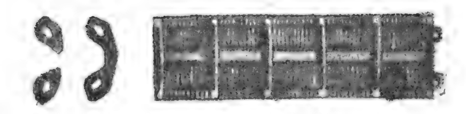
**§ 21. Открытые пазы.** Выше была описана так называемая „американская“ обмотка, при которой возможно предварительное изготовление шаблонных секций, закладываемых затем в открытые пазы машины.

Для того чтобы не ухудшались качества машины при открытых пазах (т. е. чтобы не возрастал ток холостого хода и не возрастали потери), были предложены железные клинья, показанные на фиг. 44. Практика ряда лет, однако, показала, что железные клинья подвержены частым порчам, влекущим за собой появление вредных токов внутри железа клиньев. Поэтому в настоящее время применяются почти исключительно неметаллические фибровые клинья.



Фиг. 43. Статор асинхронного двигателя с железными клиньями в открытых пазах.

С этой точки зрения представляет интерес несимметричный тип полузакрытого паза, показанного на фиг. 45; как видно из этой фигуры, такой полузакрытый паз допускает предварительное изготовление секций на шаблоне при последующем клиновом их закреплении в пазах.

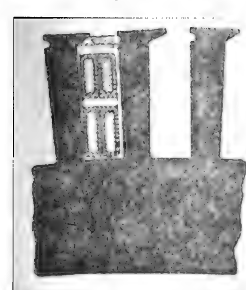


Фиг. 44. Способ закладки железных клиньев в пазы; общий вид этих клиньев.

**§ 22. Открытые и полузакрытые пазы.** Как общее правило в асинхронных машинах пазы статора обычно выполняются полузакрытого типа.

Для высоковольтных машин и машин большой мощности, однако, часто применяются открытые пазы.

При этом необходимо иметь в виду, что открытые пазы влекут за собой увеличение магнитного сопротивления цепи машины, в результате чего получается возрастание намагничивающего тока. При открытых пазах „зигзагообразный“ поток магнитного рассеяния уменьшается, что влечет за собой уменьшение реактивного сопротивления машины и соответственное увеличение тока короткого замыкания.



Фиг. 45. Полузакрытые пазы.

Влияние „зигзагообразного“ потока рассеяния особенно велико в машинах с большим числом полюсов; поэтому в таких машинах увеличение намагничивающего тока в смысле влияния на коэфициент мощности в значительной мере уравновешивается увеличением тока короткого замыкания, в результате чего коэфициент мощности таких машин с открытыми пазами удается удержать в допускаемых пределах. Наоборот, в машинах с малым числом полюсов (т. е. быстроходных) „зигзагообразный“ поток составляет относительно небольшую часть всего потока рассеяния, поэтому повышение тока короткого замыкания в смысле влияния на коэфициент мощности здесь в малой степени

компенсирует увеличение намагничивающего тока, и $\cos\varphi$ такой машины несколько уменьшается.

Кроме того, здесь необходимо отметить, что применение открытого паза увеличивает добавочные (пульсационные) потери в железе зубцов в несколько раз, в результате чего понижается к. п. д. [1] машины, имеющей открытые пазы.

Если деревянные клинья, при помощи которых укрепляется обмотка в открытых пазах, удалось бы заменить клиньями из ферромагнитного вещества, например, железными, то можно было бы таким образом устранить существенные недостатки открытых пазов.

Один из таких „магнитных" клиньев показан был выше на фиг. 44.

Как было сказано, на практике такие клинья оказались весьма несовершенными вследствие частых порч и были оставлены. Таким образом проблема „магнитного клина" оказывается и до настоящего времени неразрешенной, несмотря на большое практическое значение этого вопроса.

В заключение необходимо заметить, что открытые пазы облегчают операцию закладки секций, позволяя предварительно тщательно заизолировать и „компаундировать" секции, что значительно повышает качество изоляции обмотки.

**§ 23. Американская и европейская системы изоляции обмоток.** В Европе обычно изоляция пазовой части выполняется в виде жесткой гильзы или трубки из миканита (так называемая „гильзовая" изоляция).

Изоляция лобовых частей катушечной обмотки при этом выполняется из нескольких слоев „лакоткани" [2]. Изоляция лобовых частей в машинах европейских фирм получается, как правило, слабее изоляции паза. Для изготовления жесткой „гильзовой" изоляции в качестве склеивающего вещества в миканите гильзы часто применяется шеллачный лак.

Как известно, шеллак при комнатной температуре очень тверд, а при нагревании размягчается и становится очень клейким лаком.

Гильза обычно изготовляется из нескольких слоев „микафолия" [3], плотно прилегающих друг к другу. Для придания большей плотности стенкам миканитовой гильзы часто применяется предварительная горячая прессовка („горячая утюжка") изолируемых секций. Гильзовая изоляция применима для всяких пазов: закрытых, полуоткрытых и открытых. Эта универсальность является одним из достоинств гильзовой изоляции. На американских заводах (ДЖИИ, Вестингауз и др.) применяется другой тип изоляции.

Изоляция секций таких обмоток выполняется в виде гибкой непрерывной „микафолиевой" ленты, равномерно обернутой в несколько слоев вокруг пазовой и лобовой части секции.

Для изготовления *американской непрерывной изоляции* применяется не шеллак, но *асфальтовый лак*, пленка которого

---

[1] Сокращенно: коэфициент полезного действия.

[2] То есть ткани, пропитанной изолирующим лаком.

[3] Такое название носит изолирующая лента, состоящая из слоя тонкой бумаги (японской) толщиной около 0,02 mm, на которую наклеиваются тонкие пластинки слюды при помощи склеивающего лака (например, шеллака или асфальта).

ТАБЛИЦА 2



**Размеры и характеристики нормальной междувитковой изоляции статорных обмоток машин переменного тока 3 000—3 300 V и 6 000—6 600 V**

| Междувитковая изоляция | Область применения | Размеры в mm | Испытательное напряжение на виток |
|---|---|---|---|
| Тип I Класс А<br>Провод ПБД. Компаундировка<br>В головках секций между проводниками горизонтальные прессшпановые прокладки толщиной 0,5 mm | Применяется в статорных обмотках машин переменного тока мощностью до 1 000 kVA при напряжении 3 000—3 300 V | $a = (x + 0{,}05)$<br>$n + 0{,}2$<br>$b = (y + 0{,}05)$<br>$m + 0{,}2$ | 300 V |
| Тип II Класс А/Б<br>Провод ПБД и прокладки между проводками толщиной 0,2 mm прошеллаченный прессшпан или миканит. Компаундировка<br>В головках дополнительные прокладки—прессшпан или миканит толщиною 0,5 mm | Применяется в статорных обмотках машин мощностью выше 1 000 kVA при напряжении 3 000—3 300 V при наличии прессшпановых или миканитовых прокладок | $a = (x + 0{,}05)$<br>$n + 0{,}2$<br>$b = (y + 0{,}05)$<br>$m + 0{,}2$<br>$(m - 1) + 0{,}2$ | 500 V при прессшпановых прокладках, 700 V при прокладках из миканита |
| Тип III Класс А/В<br>Обмоточная медь ПБД и вертикальная миканитовая прокладка 0,4 mm. Компаундировка<br>В лобовых частях и головках одну половину секции изолировать одним слоем тафтяной ленты 0,18 mm на $^1/_2$ нахлеста с заходом на миканитовые прокладки | Применяется в статорных обмотках машин переменного тока мощностью до 1 000 kVA при напряжении 3 000—3 300 и 6 000—6 600 V<br>Примечание. Если размер с превосходит 5 mm, то между проводами вводятся горизонтальные прокладки — прессшпан или миканит 0,2 mm | $a = (x + 0{,}05)$<br>$n + 0{,}2 + 0{,}4$<br>$b = (y + 0{,}05)$<br>$m + 0{,}2 + 0{,}4$ | 300 V на виток, но не свыше 2 500 V на секцию |
| Тип IV Класс В<br>Обмоточная медь с хлопчатобумажной оплеткой ПБО или асбестом ПА. Каждый виток изолируется лентой толщиною 0,1 mm внахлестку на половину. Компаундировка | Применяется для машин мощностью выше 3 000 kVA при напряжении 6 000—6 600 V | $a = (x + 0{,}05)$<br>$n + 0{,}2 + 0{,}4$<br>$b = (y + 0{,}05)$<br>$m + 0{,}4k + 0{,}2$ | 1 000 V |
| Тип V Класс Д<br>То же, что и в типе IV, но витки изолированы двумя слоями микафолия внахлестку | Для особо ответственных машин при напряжении 6 000—6 600 V и выше | $a = (x + 0{,}05)$<br>$n + 0{,}2 + 0{,}8$<br>$b = (y + 0{,}05)$<br>$m + 0{,}8k + 0{,}2$ | 1 500 V |

Обозначения: $x$ — ширина обмоточной меди с изоляцией по ОСТ;
$y$ — высота обмоточной меди с изоляцией по ОСТ;
$n$ — число проводников по ширине паза;
$m$ — число проводников на высоте паза,
$k$ — число витков по высоте паза;
$a$ — ширина секции;
$b$ — высота секции.

ТАБЛИЦА 3

**Размеры и характеристики нормальной изоляции статорных обмоток машин переменного тока на 3000—3300 и 6000—6600 V относительно корпуса**

| Тип изоляции и область ее применения | Размеры изоляции по толщине (двухсторонняя изоляция) | | | | | Характеристика | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | Число слоев микафолия по 0,1 mm | Расчетная толщина (mm) микафолиевой изоляции (mm) | Разбухание изоляции от промазывания и проч. | Толщина слоя тафтяной ленты (mm) | Полная действительная толщина изоляции (mm) | Допуск на укладку в паз (mm) | Испытательное напряжение kV | Пробивное напряжение kV при 20° | Пробивное напряжение kV при 100° |
| Для 3 000—3 300 V | | | | | | | | | |
| Тип I. Для машин 500 kVA в щитовом исполнении при длине пазовой части до 500 mm . . . . . . | 5 | 2 | 0,8 | 0,4 | 3,2 | 0,4 | 14 | 23,5 | 20 |
| Тип II. Для всех машин мощностью выше 500 kVA и для машин мощностью до 500 kVA при длине пазовой части больше 500 mm или при наличии отдельно стоящих подшипников . . . . | 6 | 2,4 | 0,9 | 0,4 | 3,7 | 0,4 | 14 | 26 | 23 |
| Для 6 000—6 600 V | | | | | | | | | |
| Тип I. Для моторов до 500 kVA при длине пазовой части до 500 mm . . . . . . . . . . . . . . | 7 | 2,8 | 0,8 | 0,4 | 4,1 | 0,4 | 22,5 | 30 | 26,5 |
| Тип II. Для моторов и генераторов в щитовом исполнении при мощности от 500 до 1 000 kVA, при длине пакета до 500 mm Для машин до 500 kVA при длине пазовой части больше 500 mm . . | 8 | 3,2 | 0,9 | 0,4 | 4,5 | 0,4 | 22,5 | 34,5 | 30,0 |
| Тип III. Для машин от 500 до 1 000 kVA при длине пазовой части выше 500 mm или при наличии отдельно стоящих подшипников Для всех машин мощностью от 1 000 до 3 000 kVA . . . . . . . | 9 | 3,6 | 1,0 | 0,4 | 5,0 | 0,4 | 22,5 | 39 | 33 |
| Тип IV. Для всех машин мощностью выше 3 000 kVA, а также для особо ответственных машин меньших мощностей . . . . . . . | 10 | 4,0 | 1,1 | 0,4 | 5,5 | 0,4 | 22,5 | 42 | 36 |

длительно сохраняет свою гибкость. Микафолиевой лентой секция изолируется слоем одинаковой толщины равномерно и непрерывно[1] по всей длине (в своей пазовой и лобовой части).

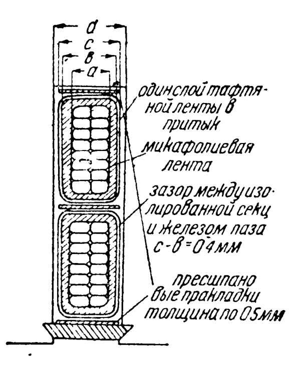
Для уничтожения щелей и пустот, образующихся между слоями микафолиевой ленты, изоляцию секций американского типа обычно „компаундируют“, т. е. пропитывают „асфальтовым компаундом“ при высокой температуре в вакууме, а затем под давлением. Асфальтовые лаки и компаунды[2] химически устойчивее шеллака и значительно более влагостойки.

[1] Отсюда и происходит название этого типа изоляции „американская непрерывная изоляция“. Микафолиевая лента при американской изоляции изготовляется на асфальте.

[2] Вместо импортных американских пропиточных компаундов, содержащих асфальт, у нас сейчас применяются асфальтовые лаки, содержащие битумы (асфальты) Краснодарского нефтеперегонного завода.

Поэтому машины с непрерывной американской изоляцией надежнее машин с европейской „гильзовой“ изоляцией, где применяется шеллак.

Американскую непрерывную изоляцию необходимо отнести к „классу В“, в то время как европейская „гильзовая“ изоляция должна быть отнесена к „классу А“, т. е. менее надежна. Хотя наиболее совершенной системой изоляции высоковольтных электрических машин в настоящее время является американская непрерывная изоляция, однако приходится считаться с тем, что изготовление гильзовой изоляции обходится несколько дешевле американской непрерывной; поэтому асинхронные машины на напряжение ниже 3 000 V у нас изготовляются обычно с гильзовой изоляцией (хотя существует тенденция полного отказа от гильзовой изоляции и перехода на непрерывную систему изоляции).




Фиг. 46. Открытый паз статора.

**§ 24. Изоляция паза.** На фиг. 46 дан разрез открытого паза с указанием изоляции, обычно применяющейся для статоров асинхронных машин [1].

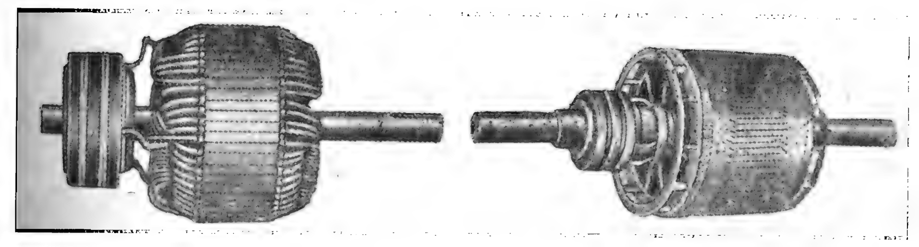
На табл. 2 даны основные размеры и характеристики нормальной изоляции статорных обмоток асинхронных машин на 3 000—6 000 V.

На табл. 3 даны размеры и характеристики нормальной междувитковой изоляции статорных обмоток [1].

## *ГЛАВА II*

## РОТОРНЫЕ ОБМОТКИ

**§ 25. Классификация.** Все типы обмоток, описанные в предыдущей главе, могут применяться в качестве статорных, равно как и в качестве роторных обмоток. В роторах двигателей малой мощности довольно часто применяются катушечные обмотки (фиг. 47), а в случае больших мощностей применяются часто разрезные обмотки постоянного тока (фиг. 48).



Фиг. 47. Ротор асинхронного двигателя с катушечной обмоткой и контактными кольцами.

Фиг. 48. Ротор асинхронного двигателя с разрезной обмоткой постоянного тока и контактными кольцами.

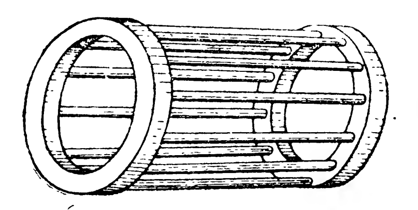
---

[1] См. статью проф. О. Б. Брона в сборнике „За единые серии“ 1935 г., стр. 104.

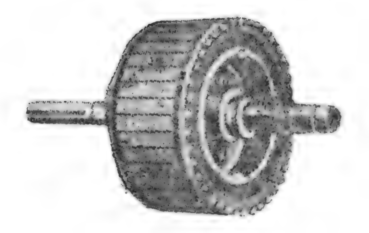
Кроме перечисленных в качестве роторных обмоток применяются еще следующие типы обмоток:

1) обмотка в виде беличьего колеса;
2) обмотка с короткозамкнутыми секциями;
3) фазная стержневая обмотка;
4) комбинированные обмотки.

**§ 26. Беличье колесо.** Одной из самых простых роторных обмоток является обмотка в виде беличьего колеса. Она весьма часто применяется в двигателях малой и средней мощности.



Фиг. 49. Беличье колесо.

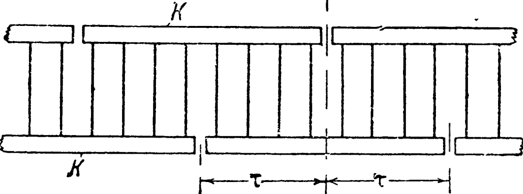


Фиг. 50. Обмотка ротора, выполненная в виде беличьего колеса.

При этой обмотке получается хорошее использование паза, так как обычно рабочие провода этой обмотки закладываются в пазы ротора или совсем неизолированными или изолируются при этом только тонким слоем изоляции. Эта обмотка состоит из ряда медных стержней, заложенных в пазы (по большей части круглого сечения); рабочие стержни на концах припаиваются (иногда привариваются) к двум замкнутым медным кольцам (фиг. 49).

Общий вид этой обмотки несколько напоминает б е л и ч ь е  к о л е с о, откуда происходит и название этой обмотки.

Изобретение обмоток в виде беличьего колеса приписывается Доливо-Добровольскому.




Фиг. 51. Схема обмотки ротора в виде беличьего колеса с разрезанными замыкающими кольцами.

Иногда для увеличения омического сопротивления ротора и соответственного повышения начального момента вращения разрезают замыкающие кольца $K - K$ в нескольких местах на расстоянии двойного полюсного деления $2\tau$, как показано на фиг. 51.

Такая конструкция ротора, однако, влечет за собой повышение скольжения и соответственное понижение к. п. д. двигателя.[1]

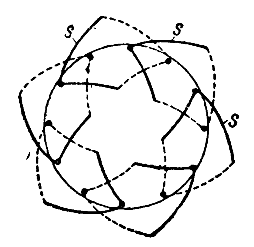
Короткозамкнутые обмотки находят применение, главным образом, в форме беличьего колеса по фиг. 49. Короткозамкнутые обмотки других типов по фиг. 51, 52, 53 применяются редко.

---

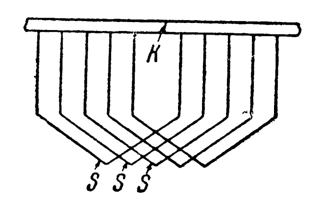
[1] См. гл. XI.

**§ 27. Роторная обмотка с короткозамкнутыми секциями.** На фиг. 52 показана роторная обмотка, состоящая из ряда замкнутых на себя секций $S - S - S$.

Ширина секции, или другими словами, шаг обмотки, должна быть равна приблизительно полюсному делению статора.




Фиг. 52. Схема обмотки ротора с короткозамкнутыми секциями.

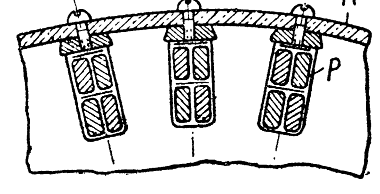



Фиг. 53. Схема обмотки ротора, представляющая собой комбинацию обмоток фиг. 49 и 52.

Известны также обмотки ротора, конструкция которых представляет собой среднее между беличьей обмоткой согласно фиг. 49 и обмоткой с короткозамкнутыми секциями согласно фиг. 52.

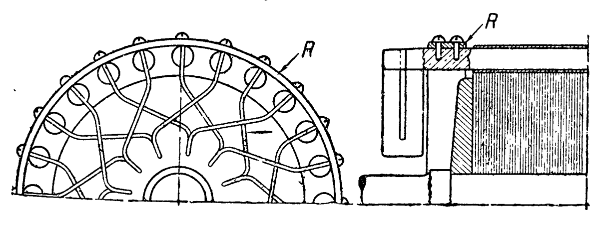
На фиг. 53 показана такая обмотка; как видно из фигуры, эта обмотка состоит из ряда секций $S - S - S$, соединенных с короткозамкнутым кольцом $K$.

Обмотки этого типа применяются редко.




Фиг. 54. „Комбинированная" обмотка ротора. $P$ — фазовая обмотка, $R$ — беличья обмотка.

**§ 28. „Комбинированные" роторные обмотки.** На фиг. 54 изображена обмотка ротора, представляющая собой соединение в одно конструктивное целое фазной обмотки и обмотки в виде беличьего колеса. Провода $P$ фазной обмотки заложены, как обычно, в пазы. Металлические клинья, служащие для укрепления проводов фазовой обмотки в пазах, в то же время являются проводниками беличьей клетки. Как видно из фиг. 54, эти металлические клинья соединены при помощи шурупов с замыкающим кольцом $R$ (обычно большого сопротивления). При пуске в ход действует только беличья обмотка $R$, фазовая же обмотка $P$ остается разомкнутой; поэтому двигатель берет с места с хорошим крутящим моментом при малом пусковом токе. По окончании пуска в ход главная обмотка $P$ замыкается на короткое.




Фиг. 55. Обмотка завода Эрликон.

На фиг. 55 показана обмотка смешанного типа несколько иной конструкции (завод Эрликон). Как видно из чертежа, провода, образующие фазовую обмотку, с торцевой части замкнуты на короткое при помощи кольца большого сопротивления $R$.

Таким образом провода ротора одновременно образуют собой фазовую и короткозамкнутую обмотки.

При пуске в ход фазовая обмотка должна быть разомкнута; при этом будет работать только короткозамкнутая обмотка с кольцом $R$. По окончании пуска в ход фазовая обмотка может быть замкнута на короткое, как в двигателе обычной конструкции.

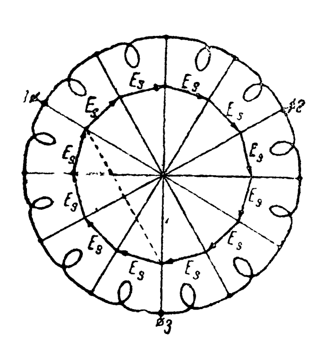
Обмотки этого типа не нашли на практике распространения; они представляют собой только исторический интерес.

## *ГЛАВА III*

# ОБМОТОЧНЫЙ КОЭФИЦИЕНТ

**§ 29. Понятие об обмоточном коэфициенте.** Представим себе синхронный трехфазный генератор, в статоре которого расположена кольцевая обмотка, соединенная в треугольник согласно фиг. 56.

Предположим далее, что внутри такого статора вращается двухполюсный электромагнит возбуждения, создающий в воздушном зазоре магнитную индукцию с синусоидальным распределением вдоль окружности и выполненный в виде ротора с обмоткой, обтекаемой постоянным током, наподобие тех конструкций, которые являются обычными для турбогенераторов (этот ротор на фиг. 56 не показан).



Фиг. 56. Векторная диаграмма э. д. с. $E_s$, индуктируемых в секциях обмотки статора синхронного генератора.

Если такой двухполюсный ротор будет вращаться с постоянной скоростью, то в каждой из секций кольцевой обмотки фиг. 56 будет наводиться э. д. с. $E_s$. При этом эффективное значение величины этой э. д. с. $E_s$ будет для всех секций одинаково, но по фазе э. д. с. $E_s$ будут друг от друга отличаться.

Такое же явление сдвига фаз между э. д. с. $E_s$, индуктированными в отдельных секциях, мы имеем в статоре асинхронного двигателя; эти э. д. с. $E_s$ в асинхронном двигателе вызываются вращающимся магнитным потоком.

Сдвиг фаз между э. д. с. $E_s$ обусловлен различным расположением по окружности статора отдельных секций обмотки.

Если сложить между собой геометрически э. д. с. $E_s$, то получится замкнутый правильный многоугольник, как показано на фиг. 57.

При увеличении числа секций статорной обмотки число сторон правильного многоугольника, образованного векторами $E_s$, возрастает, и в пределе многоугольник векторов превращается в окружность.

Электродвижущую силу, индуктированную в каждой секции, можно найти из формулы

$$E_s = 4{,}44 \cdot f \cdot w_s \cdot \Phi \cdot 10^{-8}, \qquad (29{,}1)$$

где $f$ — число периодов в секунду;

$w_s$ — число витков одной секции;

$\Phi$ — магнитный поток, сцепленный с рассматриваемой секцией.

Обозначив через $N$ число секций, заключенное в обмотке каждой фазы, выразим число витков одной фазы через

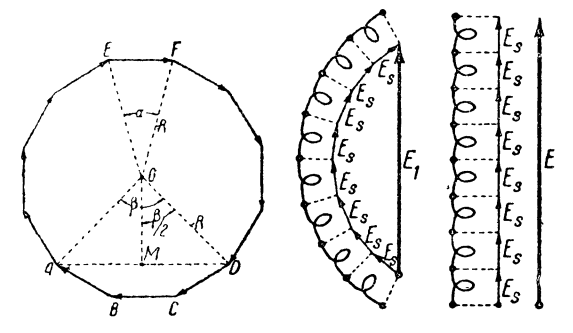
$$w_1 = N \cdot w_s.$$

Найдем теперь э. д. с. $E_1$, индуктированную в одной фазе обмотки. На первый взгляд может показаться, что должно быть

$$E_1 = N \cdot E_s. \qquad (29,2)$$

Однако выражение (29,2) по отношению к данным фиг. 56 неверно.

Это равенство (29,2) было бы справедливо только в том случае, если бы э. д. с. $E_s$, индуктированные в каждой из секций, совпадали по фазе; последнее имеет место, например, в обмотке трансформаторов, в которых, как известно, по большей части оси всех витков или секций отдельной фазы совпадают друг с другом (фиг. 58, правый чертеж).




Фиг. 57—58. Сложение э. д. с. для случая совпадающих осей витков (правый чертеж) и случаи витков, расположенных по окружности статора (левый чертеж).

В статоре асинхронного двигателя или синхронной машины отдельные секции обмотки смещены в пространстве друг относительно друга (фиг. 58 левый чертеж); поэтому результирующая э. д. с. $E_1$, индуктированная в одной фазе, будет меньше алгебраической суммы всех э. д. с. $E_s$, наведенных в секциях, т. е. мы будем иметь

$$E_1 < E,$$

или

$$E_1 < N \cdot E_s. \qquad (29,3)$$

Для того чтобы последнее выражение (29,3) превратить в равенство, необходимо ввести в расчет некоторый поправочный множитель $k_p$, меньший единицы; в этом случае мы получим;

$$E_1 = k_p \cdot N \cdot E_s. \qquad (29,4)$$

Из последнего выражения можно найти

$$k_p = \frac{E_1}{N \cdot E_s} = \frac{\text{геометрическая сумма э. д. с.}}{\text{алгебраическая сумма э. д. с.}}. \qquad (29,5)$$

Поправочный множитель $k_p$, входящий в выражение (29,4), обычно носит название обмоточного коэфициента.

Как показывает формула (29,5), обмоточный коэфициент $k_p$ по числовой величине равен отношению геометрической суммы э. д. с., наведенных в отдельных секциях, к их алгебраической сумме.

Этот обмоточный коэфициент будем в дальнейшем называть обмоточным коэфициентом распределения и обозначим его $k_p$. Величина коэфициеита $k_p$ зависит от характера *распределения* обмотки в пазах, т. е. зависит от числа пазов на полюс и фазу $q$.

Влияние укорочения шага обмотки. В том случае, если шаг обмотки (двухслойной „американской" или катушечной „равносекционной") меньше полюсного деления, т. е. если $y < \tau$, это влечет за собой уменьшение индуктированной э. д. с. в каждом витке, что можно учесть помножением всего числа витков на коэфициент, меньший единицы: $k_y$.

Величина этого обмоточного коэфициента „укорочения" может быть найдена из уравнения:

$$k_y = \cos\left(\frac{\pi}{2}\ \frac{\tau - y}{\tau}\right).$$

При $y = \tau$, т. е. при „неукороченной" обмотке из этой формулы получаем

$$k_y = 1.$$

Если же, например, мы имеем обмотку с укороченным шагом $y = 4/5\,\tau$, коэфициент укорочения будет равен:

$$k_y = \cos\ \left(\frac{\pi}{2}\ \frac{\tau - 4/5\,\tau}{\tau}\right);$$

$$k_y = \cos\ \left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{1}{5}\right) = 0{,}951.$$

При укорочении $y = 6/7$, получится

$$k_y = 0{,}975.$$

Как было выяснено выше, надлежащим укорочением шага обмотки можно добиться полного уничтожения какой-либо одной наперед заданной высшей гармоники в кривой э. д. с.[1].

Например, для уничтожения пятой гармоники следует принять шаг обмотки $y = 4/5\ \tau$, т. е. укоротить его на одну пятую.

Если же мы желаем уничтожить седьмую гармонику, то шаг следует укоротить на одну седьмую, т. е. взять его равным: $y = 6/7\ \tau$.

Полная, результирующая величина обмоточного коэфициента определится как произведение коэфициента распределения и коэфициента укорочения:

$$k_1 = k_p \cdot k_y.$$

В случае катушечных обмоток с неравными секциями, согласно фиг. 16, имеем $k_1 = k_p$. При катушечной равносекционной обмотке следует учитывать оба обмоточных коэфициента $k_p$ и $k_y$.

---

[1] См. § 15.

Для краткости величину результирующего обмоточного коэфициента ниже будем обозначать через $k_1$ (для статора) и через $k_2$ (для ротора).

**§ 30. Общее выражение для наведенной э. д. с.** Принимая во внимание формулы (29,1) и (29,4) предыдущего параграфа, найдем общее выражение для наведенной э. д. с. в обмотке одной фазы, состоящей из $w_1$ витков:

$$E_1 = k_1 \cdot N \cdot E_s,$$

или

$$E_1 = 4{,}44 \cdot f_1 \cdot k_1 \cdot N \cdot w_s \cdot \Phi \cdot 10^{-8}. \qquad (30{,}1)$$

Принимая во внимание, что число витков $w_1$ одной фазы равно

$$w_1 = N \cdot w_s,$$

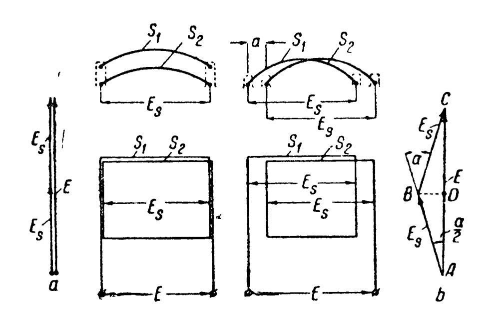
перепишем выражение (30,1) следующим образом:

$$E_1 = 4{,}44 \cdot k_1 \cdot f_1 \cdot w_1 \cdot \Phi \cdot 10^{-8}. \qquad (30{,}2)$$

**§ 31. Влияние характера размещения обмотки в пазах на величину обмоточного коэфициента „распределения“.** Подсчитаем обмоточный коэфициент $k_p$ для некоторых простых случаев.

Предположим сначала, что у нас имеется два витка — $S_1$ и $S_2$, расположенные в общих пазах один над другим (фиг. 59, $a$). Обозначим э. д. с., наведенную в каждом из этих витков (или секций), через $E_s$; результирующая э. д. с., наведенная в обмотке, состоящей из двух витков, будет равна сумме

$$E = E_s + E_s = 2E_s.$$



Фиг. 59. Определение обмоточного коэфициента для двух витков: а) для случая совпадения осей секции (левый чертеж); б) при смещении на угол $\alpha$ друг относительно друга (правый чертеж).

Предположим теперь, что секции $S_1$ и $S_2$ расположены в смежных пазах (фиг. 60, $b$). В этом случае э. д. с., наведенные в секциях $S_1$ и $S_2$, совпадать по фазе уже не будут и будут смещены на некоторый угол $\alpha$; в случае двухполюсной схемы этот угол $\alpha$ будет равен по числовой величине угловому смещению между двумя смежными пазами, как показано на фиг. 59, $b$.

При расположении проводников, показанном на фиг. 59, $b$, результирующая э. д. с. $E$ будет меньше алгебраической суммы э. д. с. каждой секции ввиду того, что эти э. д. с., как уже было сказано, смещены теперь по фазе друг относительно друга на $\measuredangle \alpha$. Складывая геометрически э. д. с. $E_s$, мы можем найти результирующую э. д. с. $E$, как показано на фиг. 59, $b$.

Из получившегося треугольника $ABC$ (фиг. 59, $b$) мы можем найти, что

$$AD = AB \cdot \cos\frac{\alpha}{2},$$

или

$$\frac{1}{2}\cdot E = E_s \cdot \cos\frac{\alpha}{2},$$

откуда

$$E = 2 \cdot E_s \cdot \cos\frac{\alpha}{2}.$$

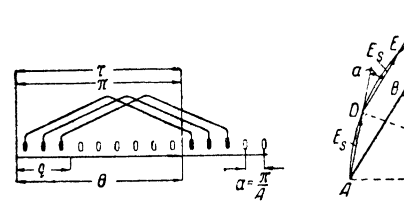
Обмоточный коэфициент „распределения“ для этого случая будет равен

$$k_p = \frac{E}{\Sigma \cdot E_s} = \frac{2 \cdot E_s \cdot \cos\frac{\alpha}{2}}{2 \cdot E_s} = \cos\frac{\alpha}{2}. \qquad (31,1)$$

Полученная формула (31,1) показывает, что обмоточный коэфициент зависит от угла $\alpha$, или, другими словами, зависит от характера расположения обмотки в пазах.

**§ 32. Общая формула для нахождения величины обмоточного коэфициента „распределения“ $k_p$.** Рассмотрим фиг. 60, которая относится к общему случаю.

На этой фигуре изображено несколько секций однофазной обмотки.




Фиг. 60. Определение обмоточного коэфициента для однофазной обмотки при $q = 3$.

Как видно из фиг. 60 (левый чертеж), на протяжении одного полюсного деления $\tau$ имеется $Q$ пазов, из которых только $q$ пазов заполнены проводами обмотки.

Зная, что на протяжении одного полюсного деления $\tau$ (которое соответствует „электрическому углу“, равному $\pi$) помещается $Q$ пазов, найдем величину углового расстояния между двумя смежными пазами:

$$\alpha = \frac{\pi}{Q}.$$

Предположим, что вращающимся потоком Ф в каждой секции индуктируется э. д. с. $E_s$.

Если бы э. д. с. $E_s$, индуктированные в отдельных секциях, совпадали по фазе, то результирующая э. д. с., индуктированная в $q$ секциях, была бы равна

$$q \cdot E_s.$$

На самом деле э. д. с. $E_s$ не совпадают по фазе, но, как показывает фиг. 60 (правый чертеж), смещены одна относительно другой по фазе на $\measuredangle \alpha$.

Складывая геометрически э. д. с. $E_s$, представляемые на фиг. 60 (правый чертеж) отрезками $\overline{AD}$, $\overline{DE}$ и $\overline{EC}$, попытаемся найти результирующий вектор $\overline{A} = E$.

Так как отрезки $\overline{AD}$, $\overline{DE}$ и $\overline{EC}$ равны друг другу и составляют друг с другом одинаковый угол $\alpha$, то вокруг полигона векторов $AD - DE - EC$ можно описать окружность радиуса $R$ с центром $O$ (фиг. 60, правый чертеж).

Опуская перпендикуляр $OB$ на $AC$, получим треугольник $ABO$. На основании простых геометрических рассуждений можно доказать, что угол при $O$, опирающийся на хорду $AC$, равен $q\alpha$, где $q$ равно числу сторон многоугольника $AD - DE - EC$. Угол $AOB$ в этом случае будет равен $\frac{q\alpha}{2}$.

Из прямоугольного треугольника $ABO$ найдем

$$AB = AO \cdot \sin \frac{q\alpha}{2},$$

$$\frac{E}{2} = R \cdot \sin \frac{q\alpha}{2} = R \cdot \sin \frac{q}{Q} \cdot \frac{\pi}{2}. \qquad (32,1)$$

Из треугольника $ADO$ найдем

$$\frac{E_s}{2} = R \cdot \sin \frac{\alpha}{2} = R \cdot \sin \frac{\pi}{2Q}. \qquad (32,2)$$

На основании фиг. 60 найдем величину обмоточного коэфициента распределения:

$$k_p = \frac{\text{результирующая э. д. с.}}{\text{алгебраическая сумма э. д. с.}} = \frac{\overline{AC}}{\overline{AD} + \overline{DE} + \overline{EC}},$$

$$k_p = \frac{E}{q \cdot E_s}.$$

Подставляя в это уравнение данные из уравнений (32,1) и (32,2), найдем

$$k_p = \frac{2 \cdot R \cdot \sin \frac{q}{Q} \cdot \frac{\pi}{2}}{q \cdot 2R \cdot \sin \frac{\pi}{2Q}} = \frac{\sin\left(\frac{q}{Q} \cdot \frac{\pi}{2}\right)}{q \cdot \sin \frac{\pi}{2Q}} \qquad (32,3)$$

**§ 33. Обмоточный коэфициент распределения „гладкой обмотки“.** В настоящее время, как известно, обмотка обычно закладывается в пазы статора и ротора. Гладкие обмотки, при которых провода обмотки прямо укладываются по цилиндрической поверхности статора или ротора, в настоящее время совсем вышли из употребления.

Однако мы здесь все же рассмотрим случай гладкой обмотки, так как это дает нам ответ на вопрос, к какому пределу стремится обмоточный коэфициент распределения при постепенном возрастании числа пазов на полюс и фазу $q$.

На фиг. 61 изображена гладкая обмотка, которая занимает часть полюсного деления $\tau$, соответствующую дуге $S$ и центральному углу $\beta$.

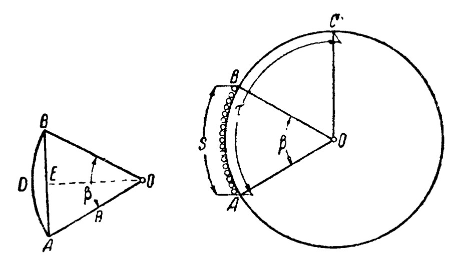
При расположении проводов согласно фиг. 61 можно было бы произвести геометрическое сложение векторов, изображающих по величине и фазе э. д. с., индуктированные в проводах по методу, описанному в предыдущем параграфе.

Мы получили бы при этом правильный многоугольник с весьма большим числом сторон. Как известно, при постепенном возрастании числа сторон правильного многоугольника в пределе мы получаем окружность.

Поэтому часть многоугольника $A - D - E - C$ предыдущей фиг. 60 в нашем случае должна превратиться в дугу окружности $ADB$ (фиг. 61, слева); хорда $AB$ при этом будет представлять собой результирующую э. д. с. $E$.

Таким образом для гладкой обмотки обмоточный коэфициент распределения $k_p$ согласно фиг. 61 (слева) выразится следующим образом:

$$k_p = \frac{\text{результирующая э. д. с.}}{\text{алгебраическая сумма э. д. с.}} = \frac{\text{хорда } AB}{\text{дуга } ADB}.$$



Фиг. 61. Определения обмоточного коэфициента для случая гладкой обмотки.

Из прямоугольного треугольника $AEO$ согласно фиг. 61 (слева) найдем

$$AE = R \cdot \sin\frac{\beta}{2},$$

$$AB = E = 2R \cdot \sin\frac{\beta}{2}.$$

Длина дуги $ADB$ будет

$$\smile AB = R \cdot \beta.$$

Таким образом обмоточный коэфициент распределения выразится

$$k_p = \frac{AB \text{ (хорда)}}{AB \text{ (дуга)}} = \frac{2R \cdot \sin\frac{\beta}{2}}{R \cdot \beta},$$

или

$$k_p = \frac{\sin\frac{\beta}{2}}{\frac{\beta}{2}}.$$

Так как согласно фиг. 61

$$\beta = \frac{S}{\tau} \cdot \pi,$$

то

$$k_p = \frac{\sin\frac{S}{\tau} \cdot \frac{\pi}{2}}{\frac{S}{\tau} \cdot \frac{\pi}{2}}. \qquad (33,1)$$

Подставляя в эту формулу разные значения отношения $\frac{S}{\tau}$, можем найти соответственные значения обмоточного коэфициента распределения $k_p$.

Так, например, для случая $\frac{S}{\pi} = \frac{2}{3}$ найдем

$$k_p = \frac{\sin\left(\frac{2}{3}\cdot\frac{\pi}{2}\right)}{\left(\frac{2}{3}\cdot\frac{\pi}{2}\right)} = \frac{\sin\frac{\pi}{4}}{\frac{\pi}{3}} = 0{,}830.$$

Если бы было $\frac{S}{\tau} = \frac{1}{3}$, то мы получили бы

$$k_p = \frac{\sin\left(\frac{1}{3}\cdot\frac{\pi}{2}\right)}{\left(\frac{1}{3}\cdot\frac{\pi}{2}\right)} = 0{,}956.$$

Для $\frac{S}{\tau} = 1$ найдем

$$k_p = \frac{\sin\left(1\cdot\frac{\pi}{2}\right)}{\frac{\pi}{2}} = \frac{2}{\pi} = 0{,}637.$$

Полученные результаты сопоставлены в табл. 4.

ТАБЛИЦА 4

**Значения обмоточного коэфициента распределения $k_p$ для гладкой обмотки**

| $\frac{S}{\tau}$ | $k_p$ |
|---|---|
| $\frac{1}{3}$ | 0,956 |
| $\frac{2}{3}$ | 0,830 |
| $\frac{1}{1}$ | 0,637 |

**§ 34. Обмоточный коэфициент „распределения" многофазной обмотки.** Формула (32,3), выведенная в § 32, имеет общий характер и может быть использована при определении обмоточного коэфициента распределения $k_p$ для обмотки, имеющей $m$ фаз.

В этом случае число пазов на полюс и фазу выразится следующим образом:

$$q = \frac{Q}{m},$$

отсюда найдем

$$Q = m\cdot q$$

и, подставив это выражение в формулу (32,3), получим

$$k_p = \frac{\sin\left(\frac{q}{Q}\cdot\frac{\pi}{2}\right)}{q\cdot\sin\left(\frac{\pi}{2Q}\right)} = \frac{\sin\left(\frac{\pi}{2m}\right)}{q\cdot\sin\left(\frac{\pi}{2m\cdot q}\right)}. \qquad (34,1)$$

Пример I.

$$q = 2;\ m = 3.$$

$$k_p = \frac{\sin\left(\frac{180}{2\cdot 3}\right)}{2\cdot\sin\left(\frac{180}{2\cdot 3\cdot 2}\right)} = \frac{\sin 30^\circ}{2\cdot\sin 15^\circ} = \frac{0{,}5}{2\cdot 0{,}259} = 0{,}966.$$

Пример II.

$$q = 3;\ m = 3.$$

$$k_p = \frac{\sin\left(\frac{180}{2\cdot3}\right)}{3\cdot\sin\left(\frac{180}{2\cdot3\cdot3}\right)} = \frac{\sin 30^\circ}{3\cdot\sin 10^\circ} = 0{,}960.$$

Пример III.

Гладкая обмотка $\frac{S}{\tau} = \frac{1}{3}$.

Согласно предыдущему параграфу имеем для этого случая

$$k_p = \frac{\sin\left(\frac{S}{\tau}\cdot\frac{\pi}{2}\right)}{\frac{S}{\tau}\cdot\frac{\pi}{2}} = \frac{\sin\left(\frac{1}{3}\cdot 90^\circ\right)}{\frac{1}{3}\cdot\frac{\pi}{2}} = \frac{\sin 30^\circ}{\frac{\pi}{6}} = \frac{3}{\pi} = 0{,}956.$$

Гладкую обмотку, характеризуемую величиной $\frac{S}{\tau} = \frac{1}{3}$, можно рассматривать как предельный случай обмотки, заложенной в пазы, число которых, постепенно возрастая, в конце концов делается бесконечно большим.

Как показывают произведенные расчеты, с возрастанием числа $q$ обмоточный коэфициент распределения постепенно слегка уменьшается.

На следующей таблице сопоставлены значения $k_p$ в функции $q$.

ТАБЛИЦА 5

**Значения обмоточного коэфициента ($k_p$) для трехфазных и двухфазных обмоток в функции числа пазов на полюс и фазу ($q$)**

| $q$ | $k_p$ (трехфазная обмотка) | $k_p$ (двухфазная обмотка) |
|---|---|---|
| 2 | 0,966 | 0,924 |
| 3 | 0,960 | 0,910 |
| 4 | 0,958 | 0,906 |

ТАБЛИЦА 6

| $q$ | $k_p$ (трехфазная обмотка) | $k_p$ (двухфазная обмотка) |
|---|---|---|
| 5 | 0,957 | 0,904 |
| 6 | 0,956 | 0,903 |
| $\frac{S}{\tau} = \frac{1}{3}$ (гладкая обмогка) | 0,956 | |

**§ 35. Обмоточные коэфициенты высших гармоник.** Выше была найдена формула для подсчета обмоточного коэфициента распределения в виде

$$k_p = k_1 = \frac{\sin\left(\frac{q}{\theta}\cdot\frac{\pi}{2}\right)}{q\sin\left(\frac{\pi}{2\theta}\right)}. \tag{35,1}$$

Для гармоники порядка $\nu$ обмоточный коэфициент будет

$$k_\nu = \frac{\sin \nu\left(\frac{q}{\theta} \cdot \frac{\pi}{2}\right)}{q \sin\left(\frac{\nu\pi}{2\theta}\right)}. \tag{35,2}$$

Таким образом для 5-й гармоники ($\nu = 5$) найдем

$$k_5 = \frac{\sin 5\left(\frac{q}{\theta} \cdot \frac{\pi}{2}\right)}{q \sin\left(\frac{5\pi}{2\theta}\right)}.$$

Для 7-й гармоники будет

$$k_7 = \frac{\sin 7\left(\frac{q}{\theta} \cdot \frac{\pi}{2}\right)}{q \sin\left(\frac{7\pi}{2\theta}\right)}.$$

Например, для $q = 2$ и $\theta = 6$ найдем

$$k_1 = 0{,}966;\ k_5 = 0{,}259;\ k_7 = -0{,}259.$$

Для $q = 3$ и $\theta = 9$ будет

$$k_1 = 0{,}960;\ k_5 = 0{,}217;\ k_7 = -0{,}177.$$

Из этого примера видно, что обмоточные коэфициенты для высших гармоник обычно получаются значительно меньшими, чем для 1-й гармоники.

При двухслойных равномерно распределенных обмотках путем соответственного сокращения шага можно добиться уничтожения соответственных гармоник.

Как было выше сказано (фиг. 35), при сокращении шага до $y = \frac{4}{5} = 0{,}8$ пропадают высшие гармоники, кратные пяти.

При сокращении шага обмотки на $\frac{1}{7}$, т. е. при $y = \frac{6}{7}$, исключается влияние 7-й гармоники.

Примечание. Как известно из основ электротехники, особенную роль в трехфазных системах играют гармоники, кратные трем.

При соединении статора в звезду высшие гармоники, кратные трем, пропадают в кривой линейного напряжения[1].

При соединении статорных обмоток в треугольник гармоники, кратные трем, вызывают внутри статорной обмотки ток короткого замыкания, бесполезно нагревающий статорную обмотку.

## *ГЛАВА IV*

## М. Д. С. ОБМОТОК АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ

**§ 36. Кривая м. д. с. однофазной обмотки.** На величину вращающегося магнитного потока Φ асинхронного двигателя влияют два фактора: величина м. д. с. обмоток и величина магнитного сопротивления цепи.

[1] См. проф. К. А. Круг, Теоретические основы электротехники.

Изучение вопроса о величине м. д. с. удобнее начать с простейшего случая — однофазной обмотки.

На фиг. 62 изображена простейшая однофазная обмотка с одним пазом на полюс и фазу ($q = 1$).

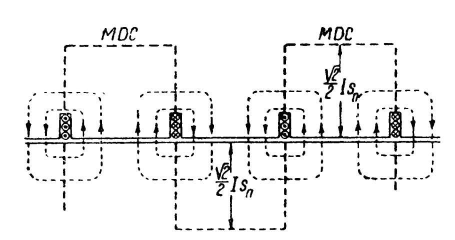
На этой фигуре показано направление тока в проводах для одного какого-либо отдельного момента времени.

Кроме того, на этой фигуре пунктиром схематически показано направление силовых магнитных линий потока, вызываемого током, текущим в проводах, заложенных в пазы.

Кривая м. д. с. в условиях фиг. 62 имеет форму прямоугольника. Таким образом значение м. д. с. внутри каждой из шпуль является здесь величиной постоянной.

Обозначив через $s_n$ число проводов в одном пазу и через $I$ — эффективное значение тока, текущего в каждом проводе, найдем максимальное значение м. д. с.; последняя измеряется числом амперпроводов одного паза

$$\sqrt{2} \cdot I \cdot s_n.$$



Фиг. 62. Распределение кривой м. д. с. для однофазной обмотки при $q = 1$.

М. д. с. $\sqrt{2} \cdot I \cdot s_n$ можно условно представить себе состоящей из двух половин, из которых каждая половина, равная $\frac{\sqrt{2}}{2} \cdot I \cdot s_n$ затрачивается на проведение силового потока один раз через воздушный промежуток.

Таким образом при однофазной обмотке кривая м. д. с. изобразится в виде ряда прямоугольников с положительными и отрицательными ординатами, причем высота этих прямоугольников по числовой величине будет равна $\frac{\sqrt{2}}{2} \cdot I \cdot s_n$ (фиг. 62).

На фиг. 62 максимальное значение ординаты $\frac{\sqrt{2}}{2} \cdot I \cdot s_n$ соответствует эффективному значению тока $I$, текущего в проводах обмотки.

Мгновенное значение м. д. с. согласно фиг. 62 может быть выражено

$$f_0 = \left(\frac{\sqrt{2}}{2} \cdot I \cdot s_n\right) \cdot \sin \omega t = \left(\frac{I_m \cdot s_n}{2}\right) \cdot \sin \omega t = F_0 \cdot \sin \omega t,$$

где $I_m$ — амплитудное значение тока;

$F_0 = \frac{I_m \cdot s_n}{2} = \frac{\sqrt{2}}{2} \cdot I \cdot s_n = 0{,}707 \cdot I \cdot s_n$ — амплитудное значение м. д. с. (фиг. 62).

Как показывает вышенаписанное выражение, максимальное значение м. д. с. получается, когда ток достигает амплитудного значения, и эта м. д. с. делается равной нулю, когда моментное значение тока в проводах равно нулю.

**§ 37. Разложение в ряд Фурье кривой м. д. с.** Для удобства дальнейших выкладок разложим прямоугольную кривую м. д. с. фиг. 62 в ряд Фурье.

Как известно, при разложении кривой, имеющей прямоугольный характер, в ряд Фурье ордината первой гармоники составляет $\frac{4}{\pi}$ от амплитуды прямоугольной кривой[1].

Таким образом (фиг. 63) мы будем иметь амплитуду м. д. с. основной гармоники

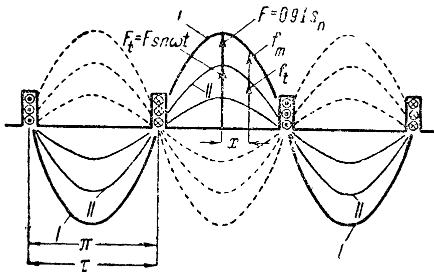
$$F = \frac{4}{\pi} \cdot A = \frac{4}{\pi} \left( \frac{\sqrt{2}}{2} \cdot I \cdot s_n \right) = 0{,}9 \cdot I \cdot s_n.$$

Как будет видно ниже, кривые м. д. с. высших гармоник в том случае, если их амплитуды невелики, оказывают, вообще говоря, небольшое влияние на рабочий процесс асинхронного двигателя; поэтому во всех дальнейших рассуждениях будем принимать во внимание, главным образом, только первую гармоническую кривой м. д. с.

**§ 38. Общее выражение для нахождения величин м. д. с. в любой момент времени $(t)$ и в любой точке $(x)$ окружности статора.** При решении задачи об изменении величины магнитной индукции в воздушном зазоре, вызываемой обмоткой, по которой течет переменный ток ($i = I \sin \omega t$), необходимо иметь в виду изменение величины м. д. с. двоякого рода:

а) изменение величины м. д. с. по времени: м. д. с. $= \varphi(t)$;

б) изменение величины м. д. с. по месту (в различных точках окружности статора): м. д. с. $= \xi(x)$.



Фиг. 63. Изменение основной гармоники м. д. с. фиг. 63 по времени и месту.

а) Изменение величины м. д. с. по времени. На фиг. 63 показан ряд синусоид, которые являются первыми гармониками кривой м. д. с. в разные моменты времени $t$.

Жирная кривая $I$ представляет собой 1-ю гармонику кривой м. д. с., которая получается в тот момент, когда ток, питающий обмотку, равен амплитудному значению: $i = I_m$. Амплитуда синусоиды при $i = I_m$, как показано на фиг. 63, будет равна: $F = 0{,}9 \cdot I \cdot s_n$.

При уменьшении мгновенного значения тока, текущего в проводах обмотки, амплитуда синусоиды также уменьшается; в какой-нибудь момент времени $t$ при токе $i = I_m \cdot \sin \omega t$ амплитуда синусоиды будет равна (кривая $II$ на фиг. 63)

$$F_t = F \cdot \sin \omega t. \tag{38,1}$$

[1] В кривой прямоугольной формы амплитуда 1-й гармоники составляет $\frac{4}{\pi}$ от высоты $A$; амплитуда 3-й гармоники составляет $^1/_3$ и амплитуда 5-й гармоники составляет $^1/_5$ от амплитуды основной гармоники. См. проф. К. А. Круг, Основы электротехники.

При токе $i=0$ амплитуда кривой м. д. с. также превратится в нуль, и вместо синусоиды в этом случае мы получим прямую линию, совпадающую с осью абсцисс.

b) Изменение величины м. д. с. по месту. Обратим внимание на синусоиду, показанную на фиг. 63 жирными линиями и представляющую собой кривую распределения м. д. с. при токе $i=I_m$ (кривая $I$).

На расстоянии, равном $x$, от амплитудной ординаты мы будем иметь величину м. д. с. $f_m$, величина которой может быть выражена

$$f_m = F \cdot \cos \cdot x \cdot \frac{\pi}{\tau}. \qquad (38,2)$$

Спустя время $t$, ток будет меньше: $i = I_m \cdot \sin \omega t$; при этом максимальная ордината синусоиды уменьшится, как было сказано выше, до величины $F_t = F \cdot \sin \omega t$ (синусоида $II$).

В какой-нибудь точке окружности статора, отстоящей от максимальной ординаты на расстоянии $x$, величина м. д. с. при этом будет

$$f_t = F_t \cdot \cos x \cdot \frac{\pi}{\tau}. \qquad (38,3)$$

c) Общий вид уравнения м. д. с. Соединяя в одно уравнения (38,1) и (38,3), найдем

$$f_t = F \cdot \sin \omega t \cdot \cos x \cdot \frac{\pi}{\tau}. \qquad (38,4)$$

Это уравнение мы можем выразить в общем виде следующим образом:

$$f_t = \psi(t, x); \qquad (38,5)$$

оно показывает, что величина $f_t$ представляет собой функцию двух величин: времени $(t)$ и места $(x)$.

**§ 39. Кривая м. д. с. для трехфазной обмотки.** Представим себе статор, в пазах которого размещены три обмотки: $I$, $II$, $III$, смещенные друг относительно друга в пространстве на 120° (фиг. 12). Предположим, что эти три обмотки питаются трехфазным током, так что в какой-нибудь момент времени обмотка $I$ обтекается током, величина которого $i_1 = I_m \cdot \sin \omega t$, обмотка $II$ обтекается током $i_2 = I_m \cdot \sin(\omega t - 120°)$ и, наконец, обмотка $III$ обтекается током $i_3 = I_m \cdot \sin(\omega t - 240°)$.

Токи $i_1$, $i_2$, $i_3$ вызовут в обмотках, или, как их чаще всего называют, „фазах“, $I$, $II$ и $III$ соответственной величины м. д. с. $F_1$, $F_2$, $F_3$.

Предположим для упрощения задачи, что эти три м. д. с. имеют синусоидальное распределение вдоль окружности статора. Амплитуды этих трех синусоид, представляющих кривые м. д. с. во всех трех фазах, в какой-нибудь данный момент времени ($t$) будут:

$$F_1 = F \cdot \sin \omega t \quad \text{(фаза } I\text{)},$$
$$F_2 = F \cdot \sin(\omega t - 120°) \quad \text{(фаза } II\text{)},$$
$$F_3 = F \cdot \sin(\omega t - 240°) \quad \text{(фаза } III\text{)}.$$

Для наглядности вышеприведенные значения м. д. с. и токов занесены в нижеследующую таблицу:

ТАБЛИЦА 7

| № фаз | Ток в фазе | Амплитудное значение м. д. с. данной фазы в данный момент времени | Максимальное значение амплитуды |
|---|---|---|---|
| *I* | $i_1 = I_m \cdot \sin \omega t$ | $F_1 = F \cdot \sin \omega t$ | $F$ |
| *II* | $i_2 = I_m \cdot \sin(\omega t - 120°)$ | $F_2 = F \cdot \sin(\omega t - 120°)$ | $F$ |
| *III* | $i_3 = I_m \cdot \sin(\omega t - 240°)$ | $F_3 = F \cdot \sin(\omega t - 240°)$ | $F$ |

Если бы три синусоиды, имеющие в данный момент времени амплитуды $F_1$, $F_2$ и $F_3$, совпадали по своему положению в пространстве, то для нахождения результирующей амплитуды $F_r$ мы должны были бы произвести алгебраическое сложение:

$$F_r = F_1 + F_2 + F_3,$$

тогда на основании таблицы мы имели бы

$$F_r = F \cdot \sin \omega t + F \cdot \sin(\omega t - 120°) + F \cdot \sin(\omega t - 240°) =$$
$$= F \cdot [\sin \omega t + \sin(\omega t - 120°) + \sin(\omega t - 240°)].$$

Произведя необходимые тригонометрические преобразования выражения, стоящего в прямых скобках, мы найдем, что это выражение равно нулю; таким образом мы видим, что в этом случае результирующая величина

$$F_r = 0.$$

Случай совпадения осей м. д. с. $F_1$, $F_2$ и $F_3$ иллюстрирует приведенная выше фиг. 13, где изображен железный сердечник, на котором находятся три катушки *I*, *II* и *III*, обтекаемые трехфазным током; при указанном на фиг. 13 расположении катушек последние в магнитном отношении компенсируют друг друга, так что при такой системе магнитный поток в сердечнике будет равен нулю.

В статоре асинхронного двигателя мы имеем другой случай: здесь обмотки всех трех фаз *I* — *II* — *III* смещены в пространстве друг относительно друга на угол 120° (фиг. 12).

Амплитуды кривых м. д. с., создаваемых этими обмотками $F_1$, $F_2$, $F_3$, должны быть также смещены в пространстве друг относительно друга на 120°, как это показывает развернутая диаграмма фиг. 64.

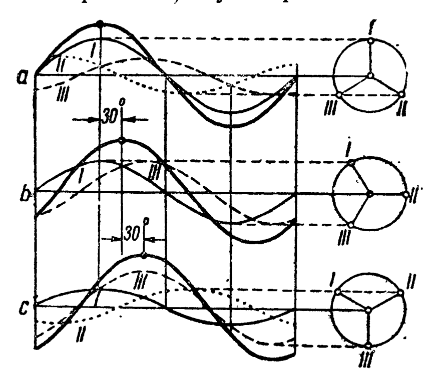
На этой диаграмме показаны кривые м. д. с. $F_1$, $F_2$, $F_3$ в виде трех синусоид *I* — *II* — *III* всех трех фаз обмотки статора.

Мы видим из этой фигуры, что амплитуды этих синусоид *I* — *II* — *III* смещены друг относительно друга на постоянный угол в 120°.

Так как обмотки фаз $I — II — III$ питаются трехфазным током, то величина амплитуд синусоид $I — II — III$ все время изменяется в такт с изменением моментального значения величины переменного тока.

Величины мгновенного значения тех токов, которые питают обмотки фаз $I — II — III$, даются векторными диаграммами, изображенными справа на фиг. 64. При этом проекция векторов $I — II — III$ на вертикаль в некотором масштабе будет давать нам величины соответственных м. д. с. отдельных фаз.

Для момента времени, соответствующего фиг. 64, *a*, мы видим, что ток в фазе *I*, определяемый как проекция вектора *I* на вертикаль, будет равен амплитудному значению; ток в фазах *II* и *III* (равный в некотором масштабе проекциям соответствующих векторов $II — III$ на вертикаль) будет равен половинному значению амплитуды и будет иметь отрицательное направление по сравнению с током, текущим в фазе *I*.



Фиг. 64. Кривые м. д. с. отдельных фаз.

Построим кривые м. д. с. в виде синусоид *I*, *II* и *III*, смещенных друг относительно друга на 120°, имея в виду, что согласно только что сказанному максимальная ордината синусоиды *I* должна быть равна амплитуде, а максимальные ординаты синусоид *II* и *III* должны иметь отрицательное значение и должны равняться половине амплитуды.

Сложив ординаты всех этих синусоид $I — II — III$, мы получим результирующую кривую, показанную всюду на фиг. 64 жирными линиями.

На фиг. 64, *b* показаны кривые м. д. с. отдельных фаз $I — II — III$, соответствующие тому моменту, когда при вращении (против стрелки часов) векторов тока $I — II — III$ (фиг. 64, справа) вектор *II* занимает горизонтальное положение. Находя проекции на вертикаль для этого случая, мы видим, что моментное значение тока в фазе *II* равно нулю, а токи в фазах *I* и *III* имеют противоположное направление, причем величины этих токов составляют 0,866 от амплитудного значения.

Между результирующими кривыми фиг. 64, *a* и *b* существует разность фаз по времени, соответствующая повороту векторов $I — II — III$ на 30°, что в свою очередь соответствует $^1/_{12}$ периода. На фиг. 64, *c* показаны такие же графические построения для другого момента времени, причем каждый момент времени отличается от другого предыдущего на $^1/_{12}$ часть периода.

Сравнивая части фиг. 64 между собой, мы можем констатировать следующие два явления:

1. Амплитуда результирующей синусоиды все время сохраняет постоянной свою величину (как будет видно из дальнейшего, амплитуда этой результирующей синусоиды при $m = 3$ составляет 1,5 от амплитуды каждой отдельной синусоиды).

2. Амплитуда результирующей кривой все время перемещается в пространстве таким образом, что она располагается вдоль оси той фазы, которая в данный момент времени обтекается максимальным током.

**§ 40. Уравнение м. д. с. вращающегося поля для трехфазной обмотки.** В предыдущем параграфе было графически доказано, что при расположении кривых м. д. с. отдельных фаз согласно фиг. 64 в результате получается вращающееся поле.

Существование такого вращающегося поля можно доказать и аналитически, использовав данные табл. 7 § 39.

Мы видели выше, что в какой-нибудь данный момент времени $t$ максимальное значение кривых м. д. с. каждой из трех фаз может быть выражено следующим образом:

$$\left.\begin{aligned} F_1 &= F \cdot \sin \omega t && (\text{фаза } I), \\ F_2 &= F \cdot \sin(\omega t - 120^\circ) && (\text{фаза } II), \\ F_3 &= F \cdot \sin(\omega t - 240^\circ) && (\text{фаза } III). \end{aligned}\right\} \quad (40{,}1)$$

Три синусоиды, изображаемые вышенаписанными уравнениями, не совпадают по своему положению в пространстве: каждая синусоида смещена относительно соседней на один и тот же угол, равный 120° электрических.

Остановим наше внимание на одной какой-либо точке окружности статора (фиг. 63), характеризующейся тем, что она отстоит от амплитудной оси синусоиды $I$ на расстоянии $x$ (или $x \cdot \frac{\pi}{\tau}$, измеряемое в дуговых единицах).

Найдем проекции значений $F_1$, $F_2$ и $F_3$ на ось, проведенную из центра $O$ окружности статора через точку $x$ (фиг. 12). Эти проекции будут следующие:

$$\left.\begin{aligned} & F_1 \cdot \cos x \cdot \frac{\pi}{\tau}, \\ & F_2 \cdot \cos\left(x \cdot \frac{\pi}{\tau} - 120^\circ\right), \\ & F_3 \cdot \cos\left(x \cdot \frac{\pi}{\tau} - 240^\circ\right). \end{aligned}\right\} \quad (40{,}2)$$

Суммируя эти проекции, найдем результирующую величину

$$F_r = F_1 \cdot \cos \cdot x \frac{\pi}{\tau} + F_2 \cdot \cos\left(x \frac{\pi}{\tau} - 120^\circ\right) + F_3 \cdot \cos\left(x \frac{\pi}{\tau} - 240^\circ\right),$$

или на основании уравнений (40,1) найдем

$$F_r = F \cdot \sin \omega t \cdot \cos \cdot x \frac{\pi}{\tau} + F \cdot \sin(\omega t - 120^\circ) \cdot \cos\left(x \frac{\pi}{\tau} - 120^\circ\right) +$$
$$+ F \cdot \sin(\omega t - 240^\circ) \cdot \cos\left(x \frac{\pi}{\tau} - 240^\circ\right).$$

Последнее уравнение после тригонометрических преобразований приводится к следующей простой форме:

$$F_r = \frac{3}{2} \cdot F \cdot \sin\left(\omega t - x \cdot \frac{\pi}{\tau}\right), \quad (40{,}3)$$

где

$$F = 0{,}9 \cdot I \cdot s_n.$$

Уравнение (40,3) показывает, что амплитуда вращающегося поля равна $^3/_2$, т. е. в 1,5 раза больше, чем амплитуда м. д. с., создаваемая каждой фазой в отдельности.

Таким образом мы видим, что 3 обмотки трехфазной системы сообща создают вращающееся поле, амплитуда которого превосходит амплитуду $F$ каждой фазы не в 3 раза, а только в $^3/_2$ раза.

Можно доказать, что при числе фаз, равном $m$, результирующая амплитуда будет

$$F_r = \frac{m}{2} \cdot F, \qquad (40,4)$$

где $F$ — амплитуда м. д. с., создаваемой каждой фазой в отдельности.

В правую часть уравнения (40,3) входят 2 переменных величины, это:

1) время $t$;

2) отрезок $x$.

Таким образом уравнение (40,3) указывает на то, что хотя амплитуда результирующей кривой м. д. с. и представляет собой постоянную величину, равную $^3/_2\,F$, но что она не расположена в пространстве неподвижно, а вращается с определенной угловой скоростью, равной $\omega$.

Уравнение (40,3) дает нам математическое выражение явления вращающегося поля.

**§ 41. М. д. с., создаваемая обмотками с большим числом пазов на полюс и фазу ($q$).** Выше было найдено выражение для м. д. с. обмотки, имеющей один паз на полюс и фазу ($q = 1$) в следующем виде: [1]

$$F = 0{,}9 \cdot I \cdot s_n. \qquad (41,1)$$

Если число пазов на полюс и фазу будет равно не 1, а величине $q$, то при том же числе проводов $s_n$, находящихся в одном пазу, м. д. с. $F$ должна будет возрасти.

На первый взгляд может показаться, что увеличение амплитуды м. д. с. будет $q$-кратным, т. е. что уравнение (41,1) примет в этом случае вид

$$F = 0{,}9 \cdot I \cdot s_n \cdot q. \qquad (41,2)$$

В действительности, однако, м. д. с. будет меньше, чем показывает формула (41,2). Причина этого заключается в следующем: пазы обмотки обычно равномерно размещаются по всей окружности статора, поэтому кривые м. д. с., создаваемые отдельными секциями, не совпадают в пространстве по своему положению и алгебраически сложены быть не могут. Сдвиг фаз между м. д. с. отдельных секций можно учесть, помножив правую часть выражения (41,2) на коэфициент ($k$), меньший единицы и приблизительно равный по

[1] См. § 40 этой главы.

числовой величине обмоточному коэфициенту, о котором было дано понятие в предыдущих параграфах. Таким образом вместо выражения (41,2) мы будем иметь другое исправленное выражение, которое дает несколько меньшую величину м. д. с.:

$$F = 0{,}9 \cdot I \cdot s_n \cdot q \cdot k. \tag{41,3}$$

Для трехфазной обмотки выражение (41,3) примет вид:

$$F_r = \frac{m}{2} \cdot F = \frac{m}{2} \cdot 0{,}9 \cdot I \cdot s_n \cdot q \cdot k,$$

или

$$F_r = 0{,}45 \cdot m \cdot s_n \cdot q \cdot k \cdot I. \tag{41,4}$$

В последней формуле произведение $s_n \cdot q$ представляет собой не что иное, как число проводов, приходящихся на один полюс и фазу, или, что то же, число витков на пару полюсов и фазу; таким образом, принимая во внимание, что

$$s_n \cdot q = \frac{w}{p},$$

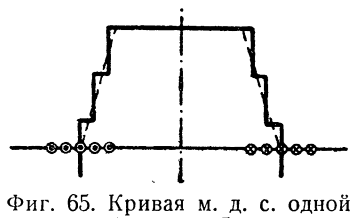
мы можем уравнение (41,4) переписать следующим образом:

$$F_r = 0{,}45 \cdot k \cdot \frac{m \cdot I \cdot w}{p}. \tag{41,5}$$

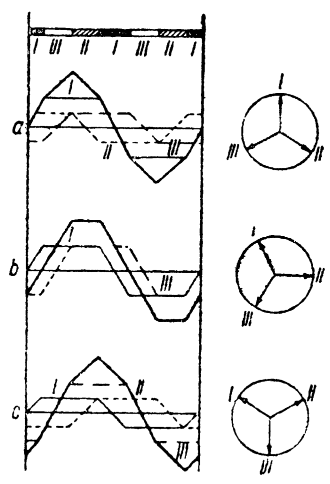
**§ 42. М. д. с. равномерно распределенной трехфазной обмотки.** В предыдущих параграфах мы изучали м. д. с. синусоидальной формы. В действительности эти кривые в большей или меньшей степени отличаются от синусоидальных кривых.

Кривые м. д. с., создаваемые обмотками отдельных фаз, напоминают более или менее ступенчатую форму, изображенную на фиг. 65, где изображена кривая м. д. с. одной фазы, у которой число $q$ равно 5.

С возрастанием числа $q$ число ступеней такой кривой соответственно возрастает, и в пределе кривая м. д. с. получает трапецоидальную форму, изображенную на фиг. 65 пунктиром.



Фиг. 65. Кривая м. д. с. одной фазы $q = 5$.




Фиг. 66. Построение кривой м. д. с. для „гладкой“ обмотки.

На фиг. 66 дано построение кривой м. д. с. для гладкой трехфазной обмотки (с весьма большим числом $q$).

Как видно из фиг. 66, форма результирующей м. д. с. при протекании по обмоткам статора $I$ — $II$ — $III$ трехфазного тока все время

меняет свою форму с остроугольной (фиг. 66, *a*) на тупоугольную (фиг. 66, *b*).

Таким образом амплитуда кривой результирующей м. д. с. не представляет собой постоянной величины, но пульсирует с некоторой частотой.

Из фиг. 66 видно, что кривая м. д. с. переходит из остроугольной формы в тупоугольную каждый раз при повороте векторов на угол в 30° (рис. справа на фиг. 66).

Принимая во внимание, что общий период, в течение которого кривая м. д. с. получает прежнюю форму, равен

$$2 \cdot 30° = 60°,$$

убеждаемся, что амплитуда кривой результирующей м. д. с. колеблется с частотой, соответствующей отношению $\frac{360}{60}$, т. е. с шестикратной частотой сети.

Величина амплитуды м. д. с. в момент времени, соответствующий фиг. 66, *a* (остроугольная форма), будет:

$$F_{\max} = \frac{\sqrt{2} \cdot I \cdot q \cdot s_n}{2} + 2 \cdot 0,5 \cdot \frac{\sqrt{2} \cdot I \cdot q \cdot s_n}{2} = \sqrt{2} \cdot I \cdot q \cdot s_n.$$

В момент времени, соответствующий фиг. 66, *b* (тупоугольная форма), амплитуда м. д. с. будет несколько меньше:

$$F'_{\max} = \frac{\sqrt{2} I \cdot q \cdot s_n \cdot \cos 0°}{2} + \frac{\sqrt{2} \cdot Iq \cdot s_n \cdot \cos 30°}{2} = 0,866 \cdot \sqrt{2} \cdot I \cdot q \cdot s_n.$$

Обе амплитуды относятся друг к другу, как

$$\frac{F_{\max}}{F'_{\max}} = \frac{1}{0,866} = 1,15^{1}.$$

Средняя величина м. д. с. будет

$$F_{cp} = \frac{F_{\max} + F'_{\max}}{2} = \frac{1 + 0,866}{2} \cdot \sqrt{2} \cdot I \cdot q \cdot s_n = 0,933 \cdot \sqrt{2} \cdot I \cdot q \cdot s_n,$$

или

$$F_{cp} = 1,32 \cdot I \cdot q \cdot s_n. \qquad (42,1)$$

Выше нами было получено следующее значение для амплитуды первой гармонической м. д. с.:

$$F_r = 0,45 \cdot m \cdot I \cdot q \cdot s_n \cdot k; \qquad (42,2)$$

для $m = 3$ это уравнение получит вид:

$$F_r = 0,45 \cdot 3 \cdot I \cdot q \cdot s_n \cdot k;$$

$$F_r = 1,35 \cdot I \cdot q \cdot s_n \cdot k. \qquad (42,2')$$

---

[1] Это значит, что амплитуда кривой м. д. с. колеблется примерно в пределах 15% около своего среднего значения.

Сравнивая (42,1) с (42,2′), мы видим, что средняя амплитуда для случая гладкой обмотки почти не отличается от амплитуды первой гармоники.

**§ 43. Многоугольник Гергеса.** Очень интересный и наглядный метод построения кривой м. д. с. в свое время был предложен Гергесом.

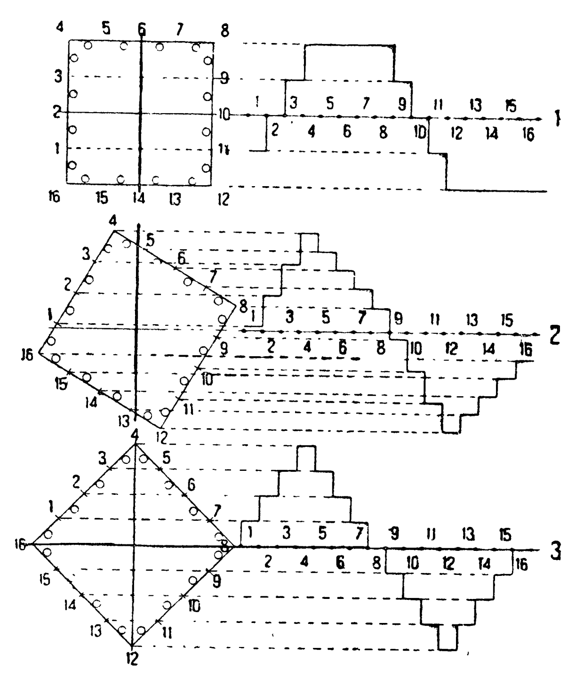
Этот метод в общих чертах заключается в следующем:

Необходимо начертить правильный многоугольник, имеющий $2m$ сторон, где $m$ — число фаз. Таким образом при двухфазной системе мы получим квадрат и при трехфазной системе правильный шестиугольник.

Затем следует на каждой из сторон многоугольника в виде точек показать пазы — по $q$ пазов на каждой стороне многоугольника, где $q$ — число пазов, приходящееся на полюс и фазу. При этом необходимо наблюдать за тем, чтобы пазы не занимали вершин многоугольника.

Вращая многоугольник и проектируя отдельные точки многоугольника по середине между пазами на вертикаль, мы получим кривую распределения магнитной индукции в разные моменты времени.

На фиг. 67 дано построение кривой м. д. с. для двухфазного двигателя (для $q = 4$). Положение верхнего квадрата соответствует тому моменту времени, когда ток в одной фазе достиг максимального значения, а в другой фазе равен нулю.



Фиг. 67. Построение кривой м. д. с. для двухфазного двигателя ($q = 4$).

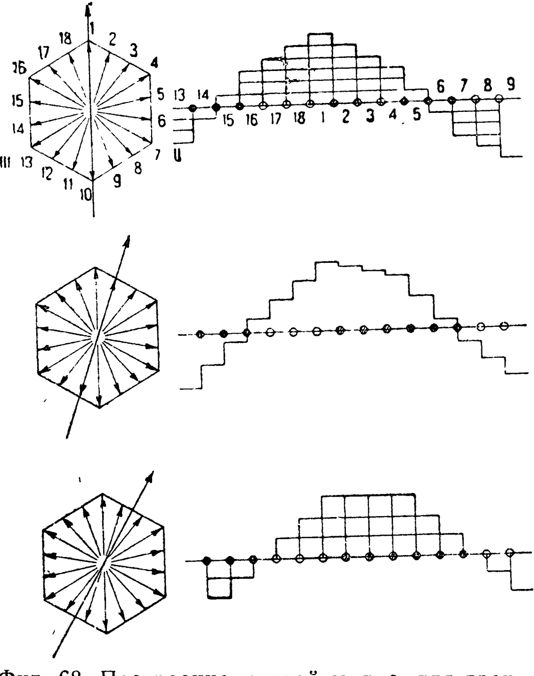
Проводя горизонтали через точки многоугольника *1 — 2 — 3*, соответствующие отдельным зубцам машины, мы найдем в пересечении с вертикалями, восставленными в точках *1 — 2 — 3*... справа, соответственные значения величин магнитной индукции.

Повернув квадрат на 45° против стрелки часов, найдем по такому же методу кривую распределения магнитной индукции для того момента, когда мгновенные значения токов в обеих фазах равны друг другу (нижний чертеж фиг. 67). На среднем чертеже фиг. 67 дано построение для момента времени, на $^1/_{12}$ периода позже по сравнению с верхним чертежом.

Из сравения отдельных кривых фиг. 67 видим, что форма кривой м. д. с. по мере ее передвижения в пространстве (на фиг. 67 справа

налево) все время непрерывно меняется, амплитуда этой кривой колеблется, форма кривой постепенно переходит из остроугольной в тупоугольную, причем симметрия кривой по временам нарушается.

На фиг. 68 дано построение кривой м. д. с. по вышеописанному методу Гергеса для трехфазной обмотки с $q = 3$. Для этого примера мы имели на пару полюсов число зубцов, равное $2mq = 2 \cdot 3 \cdot 3 = 18$. При числе фаз $m = 3$ полигон Гергеса будет представлять правильный шестиугольник.




Фиг. 68. Построение кривой м. д. с. для трехфазной обмотки ($q = 3$).

Вместо вращения вышеупомянутого шестиугольника против стрелки часов для построения кривой м. д. с. мы можем этот шестиугольник оставить неподвижным и вращать ось времени по стрелке часов, как показано на фиг. 68. На этой фигуре точками *1—2—3*... обозначено положение з у б ц о в, а н е п а з о в, в противоположность фиг. 67.

Справа на фиг. 68 показаны кривые м. д. с., построенные по этому методу для разных моментов времени. Сравнивая эти кривые между собой, мы видим, что форма кривой м. д. с. здесь непрерывно меняется, переходя от остроугольной формы к тупоугольной и наоборот.

Сравнивая кривые м. д. с. на фиг. 68 и 67, мы видим, что при трехфазном токе форма кривой м. д. с. получается более совершенной в смысле приближения к синусоиде.

В случае же двухфазного тока кривая м. д. с. получает весьма искаженную форму, как видно из фиг. 67.

В этом заключается одно из многих преимуществ трехфазного тока по сравнению с двухфазным.

## *ГЛАВА V*

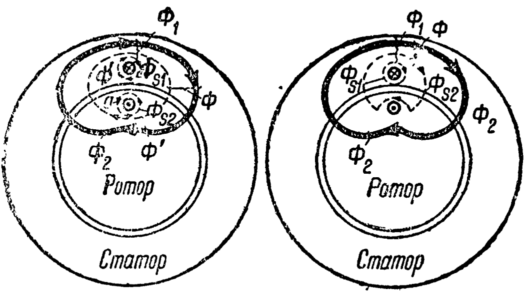
## Э. Д. С., ИНДУКТИРОВАННЫЕ В ОБМОТКАХ АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ

**§ 44. Магнитные потоки в асинхронном двигателе.** Особенности работы асинхронного двигателя (подобно трансформатору) обусловлены теми магнитными потоками, которые вызываются обмотками двигателя, приключенного к сети.

Потоки эти:

1. Поток статора . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . $\Phi_1$
2. Поток магнитного рассеяния статорной обмотки . . . . . . $\Phi_{s_1}$
3. Поток магнитного рассеяния роторной обмотки . . . . . . $\Phi_{s_2}$
4. Поток в роторе . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . $\Phi$
5. Полезный поток ротора . . . . . . . . . . . . . . . . . . $\Phi_2$

На фиг. 69 (левый чертеж) схематически показаны пути всех трех перечисленных выше потоков. Как видно из этой фигуры, поток рассеяния статора $\Phi_{s_1}$ замыкается только вокруг проводов статора, не заходя совсем в ротор. Поток рассеяния ротора $\Phi_{s_2}$ замыкается только вокруг проводов обмотки ротора и не заходит в статор. Наконец, поток $\Phi$ сцеплен с проводами обмотки статора и с проводами обмотки ротора (фиг. 69, левый чертеж).




Фиг. 69. Схема распределения потоков в статоре и роторе асинхронного двигателя.

Потоки рассеяния $\Phi_{s_1}$ и $\Phi_{s_2}$ не только никаких полезных функций не выполняют, но они, наоборот, как будет видно ниже, ухудшают свойства асинхронного двигателя, понижая его коэфициент мощности — $\cos\varphi$.

Поэтому с этой точки зрения потоки рассеяния $\Phi_{s_1}$ и $\Phi_{s_2}$ являются в известной мере нежелательными, вредными потоками.

Поток рассеяния $\Phi_{s_1}$ при слабо насыщенной магнитной цепи изменяется прямо пропорционально току статора, так что мы можем написать $\Phi_{s_1} \equiv I_1$.

Точно так же мы можем принять, что при слабом магнитном насыщении поток рассеяния ротора пропорционален току ротора $\Phi_{s_2} \equiv I_2$.

Что касается потока $\Phi$, то, как будет выяснено ниже, его величина зависит от геометрической суммы чисел ампервитков статорной и роторной обмоток $\Phi \equiv \dot{I}_1 w_1 + \dot{I}_2 w_2$.

Поток рассеяния статора $\Phi_{s_1}$ имеет частоту сети $f_1$.

Поток рассеяния ротора $\Phi_{s_2}$ имеет частоту скольжения $f_2 = sf_1$.

Поток $\Phi$ вращается в пространстве с синхронной скоростью, соответствующей частоте сети $f_1$ и числу пар полюсов $p$ двигателя; число оборотов в минуту потока $\Phi$ может быть найдено из формулы

$$n = \frac{60 \cdot f_1}{p}.$$

Примечание. Левый чертеж фиг. 69 не дает нам действительной картины распределения магнитных потоков в статоре и роторе асинхронного двигателя. Действительно обратим внимание на точку $a$ левого чертежа; в этом месте силовые линии потока $\Phi_{s_2}$ и части потока ротора $\Phi'$, показанного

на фигуре пунктиром, направлены в противоположные стороны; поэтому в точке $a$ потоки $\Phi_{s_2}$ и $\Phi'$ компенсируют друг друга, в результате чего силовые линии потока $\Phi' = \Phi_{s_2}$ как бы отжимаются кверху, как схематически показано на фиг. 69 справа.

Таким образом правый чертеж фиг. 69 дает нам представление о действительной картине распределения потоков. Как видно из этого правого чертежа, в глубь железа ротора проникает только поток $\Phi_2$; поэтому этот поток иногда называют полезным потоком ротора.

Таким образом мы видим, что при действительных условиях потоки $\Phi_{s_2}$ и $\Phi'$ (левый чертеж фиг. 69) отдельно существовать не будут, но, складываясь в результирующие потоки, дадут картину, изображенную на фиг. 69 справа.

Обращаясь к этому правому чертежу (фиг. 69), мы найдем следующие соотношения:

$$\Phi_1 = \Phi + \Phi_{s_1},$$
$$\Phi_1 = \Phi_2 + \Phi_{s_1} + \Phi_{s_2}.$$
$$\Phi = \Phi_2 + \Phi_{s_2}.$$

При изучении работы асинхронного двигателя является более удобным пользоваться „фиктивной“ картиной распределения потоков.

Поэтому всюду в дальнейшем мы будем иметь в виду левый чертеж фиг. 69, согласно которому тем общим потоком, посредством которого „сцеплены“ между собой статорная и роторная обмотки двигателя, является поток Ф.

**§ 45. Э. д. с., индуктированные потоками рассеяния $\Phi_{s_1}$ и $\Phi_{s_2}$.** Потоки рассеяния $\Phi_{s1}$, образующиеся вокруг проводов статора, пульсируют с частотой тока статора $I_1$ и наводят в каждой из фаз обмотки статора э. д. с. $E_{s1}$.

Так как поток рассеяния $\Phi_{s1}$, как было уже сказано, при малом магнитном насыщении пропорционален току статора $I_1$, то и э. д. с. $E_{s4}$ также должна быть пропорциональна этому току.

Таким образом мы имеем

$$E_{s_1} \equiv I_1,$$

или

$$E_{s1} = I_1 \cdot x_1 = I_1 \cdot \omega_1 \cdot L_1, \tag{45,1}$$

где $x_1$ — так называемый реактанц магнитного рассеяния;

$\omega_1 = 2\pi \cdot f_1$ — угловая скорость переменного тока;

$L_1$ — коэфициент самоиндукции одной фазы статорной обмотки.

В каждой из фаз ротора потоки рассеяния $\Phi_{s2}$ будут наводить э. д. с. $E_{s2}$.

Принимая во внимание, что э. д. с. $E_{s_2}$ пропорциональна току ротора $I_2$, мы можем написать

$$E_{s2} \equiv I_2,$$

или

$$E_{s_2} = I_2 \cdot x_2 = I_2 \cdot s \cdot \omega_1 \cdot L_2, \tag{45,2}$$

где $x_2$ — так называемый реактанц магнитного рассеяния ротора и $L_2$ — коэфициент самоиндукции одной фазы роторной обмотки.

**§ 46. Э. д с., наводимые потоком Ф.** Поток Ф, вращаясь в пространстве с постоянной скоростью, наводит в каждой из фаз статорной обмотки э. д. с. $E_1$ и в каждой из фаз роторной обмотки — э. д. с. $E_{2s}$.

Величина э. д. с., индуктированной в фазе статора, может быть найдена из формулы

$$E_1 = 4{,}44 \cdot k_1 \cdot f_1 \cdot w_1 \cdot \Phi \cdot 10^{-8} \text{ вольт,} \qquad (46{,}1)$$

где $k_1 = k_p k_y$ — обмоточный коэфициент статорной обмотки;
$f_1$ — число периодов тока сети;
$w_1$ — число витков в одной фазе статора;
$\Phi$ — поток, общий для статорной и роторной обмоток (левый чертеж фиг. 70).

Э. д. с., индуктированная потоком $\Phi$ в каждой фазе роторной обмотки, может быть выражена

$$E_{2s} = 4{,}44 \cdot k_2 \cdot f_2 \cdot w_2 \cdot \Phi \cdot 10^{-8} \text{ вольт,} \qquad (46{,}2)$$

где $k_2$ — обмоточный коэфициент роторной обмотки;
$f_2$ — число периодов тока в роторе;
$w_2$ — число витков в одной роторной обмотке.

Число периодов тока в роторе $f_2$ представляет собой переменную величину, зависящую от скорости двигателя. При неподвижном роторе вращающееся магнитное поле $\Phi$ пересекает провода ротора с наибольшей скоростью и наводит в роторе токи частоты сети; в этом случае мы имеем $f_2 = f_1$.

При вращении ротора в сторону вращающегося магнитного потока $\Phi$ силовые линии этого потока пересекают провода ротора с разностью скоростей

$$n_1 - n_2,$$

где $n_1$ — число оборотов в минуту вращающегося потока $\Phi$ и $n_2$ — число оборотов ротора.

При возрастании скорости ротора частота токов ротора $f_2$ должна в соответственной мере уменьшаться.

Мы можем написать

$$f_2 = s \cdot f_1,$$

где $s$ — коэфициент, меньший единицы, называемый дальше для краткости „скольжением" двигателя.

Таким образом, принимая во внимание все сказанное, можем переписать выражение для наведенной э. д. с. $E_{2s}$ в роторе следующим образом:

$$E_{2s} = 4{,}44 \cdot k_2 \cdot (s \cdot f_1) \cdot w \cdot \Phi \cdot 10^{-8} \text{ вольт.} \qquad (46{,}3)$$

При синхронной скорости, когда ротор вращается с такой же скоростью, как и вращающееся поле $\Phi$, мы будем иметь $s = 0$, и, следовательно, при этих условиях будет

$$E_{2s} = 0.$$

Наоборот, при неподвижном роторе, когда $s = 1$, э. д. с., индуктированная в роторе, достигнет максимальной величины; эту максимальную

величину в дальнейшем всюду будем обозначать через $E_2$; таким образом будет

$$E_2 = 4{,}44 \cdot k_2 \cdot f_1 \cdot w_2 \cdot \Phi \cdot 10^{-8} \text{ вольт.} \qquad (46{,}4)$$

Сравнивая две последние формулы (46,4) и (46,3) между собой, можем написать

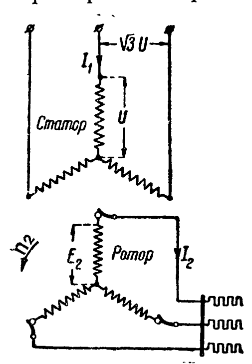
$$E_{2s} = s \cdot E_2. \qquad (46{,}5)$$

## *ГЛАВА VI*

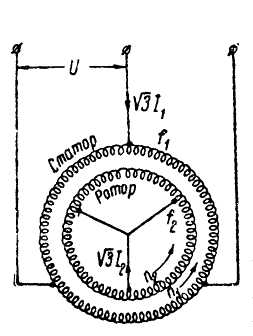
## АСИНХРОННЫЙ ДВИГАТЕЛЬ КАК ТРАНСФОРМАТОР

**§ 47. Ток ротора.** В предыдущих параграфах мы познакомились с принципами, на которых основано образование вращающегося магнитного поля.

Теперь можно перейти к изучению тех явлений, которые происходят в роторе асинхронного двигателя, когда его статорная обмотка питается многофазным током.




Фиг. 70. Первичная и вторичная цепи двигателя (соединение в звезду).




Фиг. 71. Первичная и вторичная цепи асинхронного двигателя (соединение в треугольник).

Предположим сначала, что ротор неподвижен. Нетрудно убедиться, что в этом случае асинхронный двигатель будет вести себя так же, как трансформатор с короткозамкнутой вторичной обмоткой. От обычного трансформатора наша система будет отличаться, главным образом, в конструктивном отношении.

У асинхронного двигателя вторичная цепь отделена от первичной при помощи воздушного зазора, чего не бывает в трансформаторах обычной конструкции.

На фиг. 70 показана схематически статорная и роторная обмотки трехфазного двигателя в случае соединения их в звезду.

Предположим, что статор питается трехфазным током напряжения $U$ и частоты $f_1$; в этом случае обмотки двигателя создадут вращающийся магнитный поток Ф.

Этот поток Ф вызовет в каждой фазе неподвижного ротора э. д. с.

$$E_2 = 4{,}44 \cdot f_1 \cdot k_2 \cdot w_2 \cdot \Phi \cdot 10^{-8} \text{ вольт,} \qquad (47{,}1)$$

где $w_2$ — число витков одной фазы ротора и $k_2$ — обмоточный коэфициент (зависящий от конструкции обмотки и колеблющийся в среднем между пределами 0,83—0,97).

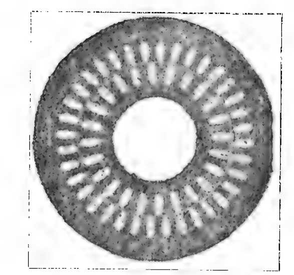
Э. д. с. $E_2$ в свою очередь вызовет в каждой фазе ротора ток

$$I_2 = \frac{E_2}{z_2} = \frac{E_2}{\sqrt{r_2^2 + (\omega L_2)^2}}, \qquad (47{,}2)$$

где $z_2$, $r_2$ и $L_2$ — импеданц, сопротивление и коэфициент самоиндукции одной фазы ротора.

**§ 48. Изменение величины магнитного потока Ф**. Прежде чем переходить к векторной диаграмме неподвижного двигателя, необходимо предварительно сделать небольшое отступление и осветить один важный в теории асинхронных двигателей вопрос: в какой мере зависит от режима работы двигателя величина потока Ф?

На первый взгляд может показаться, что величина вращающегося потока Ф при колебании нагрузки должна меняться в весьма широких пределах. Опыт показывает, однако, обратное. Оказывается, что в случае постоянства величины напряжения у зажимов $U$, при колебании нагрузки двигателя в нормальных пределах, величина потока Ф остается почти постоянной. Причина этого станет понятной из следующего:



Фиг. 72. Взаимное расположение листов железа статора и ротора асинхронного двигателя.

Поток Ф наводит в каждой фазе обмотки статора э. д. с.

$$E_1 = 4{,}44 \cdot f_1 \cdot k_1 \cdot w_1 \cdot \Phi \cdot 10^{-8}, \quad (48{,}1)$$

где $w_1$ — число витков одной фазы статора;

$f_1$ — число периодов сети;

$k_1$ — обмоточный коэфициент.

Напряжение $U$ у клемм какой-либо из фаз статора должно преодолеть не только „противодействующую“ э. д. с. $E_1$, но и падение напряжения в фазе статора $I_1 \cdot z_1$:

$$\dot{U} = \dot{E}_1 + \dot{I}_1 Z_1 = \text{const}, \quad (48{,}2)$$

(точка наверху каждой буквы указывает на то, что сложение векторов должно происходить геометрически, а не алгебраически).

Если в первом приближении пренебречь падением напряжения, то получится

$$U \approx E_1 = \text{const},$$

откуда

$$E_1 = \text{const}.$$

Приняв во внимание выражение (48,1), мы найдем

$$\Phi \approx \text{const}. \quad (48{,}3)$$

Таким образом мы видим, что при условии небольшой величины падения напряжения в статоре ею можно пренебречь и что величина вращающегося магнитного потока Ф, несмотря на изменение нагрузки двигателя, остается приблизительно постоянной.

Учитывая падение напряжения в статоре, можно убедиться, что при колебании нагрузки машины от холостого хода до полной номинальной, величина потока Ф меняется сравнительно незначительно — в среднем в пределах 2—5% — в зависимости от мощности машины. При коротком же замыкании величина потока в среднем уменьшается на 50% по сравнению с его величиной при холостом ходе.

**§ 49. Величина потока Ф.** Величина потока Ф зависит от величины м. д. с. и магнитного сопротивления $R_m$

$$\Phi = \frac{\text{м. д. с.}}{R_m}.$$

Найдем величину числителя этого выражения; на первый взгляд может показаться, что

$$\text{м. д. с.} \equiv m_1 w_1 k_1 I_1, \qquad (49,1)$$

где $m_1$ — число фаз статорной обмотки;

$w_1$ — число витков в одной фазе статора;

$k_1$ — обмоточный коэфициент, учитывающий влияние характера распределения проводов обмотки статора на величину м. д. с.

Однако последнее выражение было бы справедливо только при условии, что электрическая цепь вторичной (роторной) обмотки разомкнута

На самом деле при работе двигателя вторичная (роторная) обмотка, будучи всегда замкнута сама на себя, обтекается током; поэтому эта (вторичная) обмотка тоже принимает участие в образовании магнитного потока Ф.

Поток машины Ф создается геометрической суммой статорных ампервитков $AW_1$ и роторных $AW_2$:

$$\Phi = \frac{\text{м. д. с.}}{R_m} = \frac{\dot{A}W_1 + \dot{A}W_2}{R_m}. \qquad (49,2)$$

В этой формуле число ампервитков ротора $AW_2$ может быть выражено следующим образом:

$$AW_2 = m_2 w_2 k_2 I_2,$$

где $m_2$ — число фаз роторной обмотки;

$w_2$ — число витков в одной фазе ротора;

$k_2$ — обмоточный коэфициент роторной обмотки.

Принимая во внимание вышесказанное, перепишем выражение (49,2) следующим образом:

$$\Phi = \frac{\text{м. д. с.}}{R_m} = \frac{m_1 w_1 k_1 \dot{I}_1 + m_2 w_2 k_2 \dot{I}_2}{R_m}. \qquad (49,3)$$

**§ 50. Связь между ампервитками статора ($AW_1$) и ротора ($AW_2$).** Так как на основании предыдущего мы имеем $\Phi \approx \text{const}$ и $R_m = \text{const}$, то из уравнения (49,3) получим

$$\text{м. д. с.} = m_1 w_1 k_1 \dot{I}_1 + m_2 w_2 k_2 \dot{I}_2 \approx \text{const}, \qquad (50,1)$$

$$A\dot{W}_1 + A\dot{W}_2 \approx \text{const}.$$

Полученное выражение указывает на следующее свойство асинхронного двигателя: при всяком изменении величины вторичных (роторных) ампервитков $AW_2$ происходит соот-

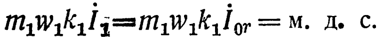
ветственное изменение величины[1] ампервитков первичных (статорных) $AW_1$.

Уравнение (50,1) можно еще переписать следующим образом:

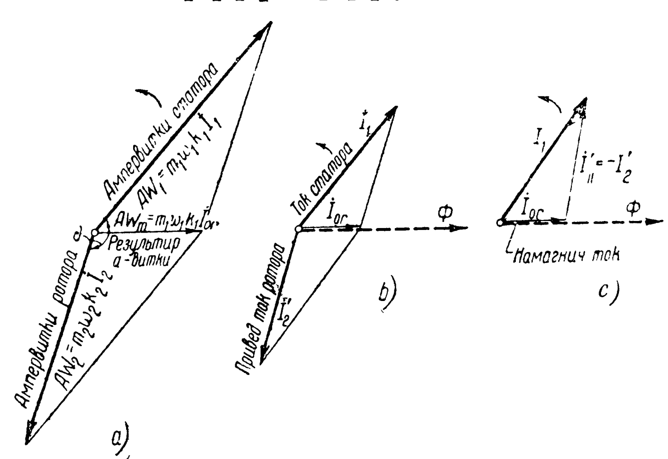
$$m_1 w_1 k_1 \dot{I}_1 + m_2 w_2 k_2 \dot{I}_2 = m_1 w_1 k_1 \dot{I}_{0r} \qquad (50,2)$$

$$A\dot{W}_1 + A\dot{W}_2 = A\dot{W}_m. \qquad (50,3)$$

Величина $I_{0r}$, входящая в выражение (50,2) представляет собой намагничивающий ток, равный приблизительно току холостого хода[2]. В справедливости этого легко можно убедиться, если положить при холостом ходе в уравнении (50,2) $I_2 \approx 0$, после чего получится



$$m_1 w_1 k_1 \dot{I}_1 = m_1 w_1 k_1 \dot{I}_{0r} = \text{м. д. с.}$$




Фиг. 73. Векторные диаграммы ампервитков (левый чертеж) и токов (правый чертеж) асинхронного двигателя.

Полученное выражение показывает, что при холостом ходе асинхронного двигателя (без потерь) ток, текущий по обмоткам статора, является по существу намагничивающим током.

**§ 51. Диаграмма ампервитков.** В уравнение (50,3) входит геометрическая сумма ампервитков статора и ротора; если векторы $AW_1$, $AW_2$ и $AW_m$ построить по величине и фазе, то получится векторная диаграмма, изображенная на фиг. 73 слева.

На этой фигуре означают: $AW_1$ — вектор ампервитков статорной обмотки, а $AW_2$ — вектор ампервитков роторной обмотки.

Складывая по правилу параллелограма $AW_1$ и $AW_2$, мы получим результирующий вектор $AW_m$, равный намагничивающим ампервиткам.

[1] Точки над буквами в этих формулах означают, что всюду предполагается геометрическое сложение.

[2] В идеальном двигателе, не имеющем потерь и без падения напряжения, ток холостого хода $I_0$ равен в точности реактивной составляющей тока холостого хода или равен току намагничивания $I_{0r}$ при всяких режимах. В действительном двигателе, имеющем потери, ток холостого хода $I_0$ бывает немного больше намагничивающего тока $I_{0r}$.

**§ 52. Диаграмма токов.** Разделив обе части полученного выше выражения:

$$m_1 w_1 k_1 \dot{I}_1 + m_2 w_2 k_2 \dot{I}_2 = m_1 w_1 k_1 \dot{I}_{0r} \qquad (52,1)$$

на одну и ту же величину $m_1 w_1 k_1$, получим

$$\dot{I}_1 + \dot{I}_2 \frac{m_2 w_2 k_2}{m_1 w_1 k_1} = \dot{I}_{0r} \qquad (52,2)$$

или

$$\dot{I}_1 + \dot{I}_2 \cdot u = \dot{I}_{0r}, \qquad (52,3)$$

где $u = \frac{m_2 w_2 k_2}{m_1 w_1 k_1}$ — так называемый коэфициент трансформации системы „статор-ротор". Если бы коэфициент трансформации был равен единице, то выражение (52,3) получило бы следующий более простой вид:

$$\dot{I}_1 + \dot{I}_2 = \dot{I}_{0r}.$$

Но, однако, по большей части число витков одной фазы ротора ($w_2$) отличается от числа витков ($w_1$) статорной фазы, поэтому в общем случае приходится иметь в виду уравнение (52,3).

Для того чтобы, однако, получить более простой вид формул, всюду в дальнейшем обозначим:

$$I_2 \cdot u = I'_2, \qquad (52,4)$$

после чего выражение (52,3) примет следующий более простой вид:

$$\dot{I}_1 + \dot{I}'_2 = \dot{I}_{0r}. \qquad (52,4')$$

Величину $I'_2$ всюду в дальнейшем будем обозначать термином: приведенный ток ротора.

Приведенный ток в роторе $I'_2$ будет равен действительно наблюдаемому в роторе току $I_2$ в том случае, когда $u = 1$, т. е. когда коэфициент трансформации равен единице.

На фиг. 73 справа показана векторная диаграмма токов; как видно из фигуры, эта диаграмма токов представляет собой построенную в другом масштабе копию диаграммы ампервитков. Диаграммы фиг. 75,56 построены для случая неподвижного ротора.

Как будет показано в нижеприведенных параграфах, эти диаграммы сохраняют сходный вид и для вращающегося двигателя.

**§ 53. Коэфициент трансформации** (фиг. 74). Если, предварительно разомкнув обмотку ротора асинхронного двигателя, присоединить его статор к сети, легко убедиться, что такой асинхронный двигатель по работе ничем не будет отличаться от трансформатора с разомкнутой вторичной цепью (фиг. 74).

Присоединив вольтметр к контактным кольцам ротора, мы можем найти величину э. д. с. $E_2$, индуктированной вращающимся потоком в одной фазе ротора.

Измерив при этом фазное напряжение линии $U$, мы можем найти коэфициент трансформации $u$:

$$u = \frac{U}{E_2} \approx \frac{E_1}{E_2},$$

где $E_1$ и $E_2$ — э. д. с., наведенные вращающимся потоком в фазах статора и ротора.

Зная числа витков одной фазы в статоре ($w_1$) и роторе ($w_2$) и зная также величину обмоточных коэфициентов ($k_1$) и ($k_2$), можно подсчитать величину коэфициента трансформации

$$u = \frac{w_1 k_1}{w_2 k_2}.$$

В частном случае, когда в статоре и роторе асинхронного двигателя будет одинаковое число витков и будет $k_1 = k_2$, коэфициент трансформации будет равен единице.

**§ 54 „Приведенные" величины.** Изучение работы асинхронного двигателя удобнее вести в том случае, когда числа фаз, числа витков и значения обмоточных коэфициентов в статоре и роторе двигателя одинаковы.

Поэтому бывает полезно путем пересчета „привести" обмотку статора и ротора к одному и тому же числу фаз и к такому же числу витков, при котором в статоре и роторе (при одинаковом числе периодов) будут наводиться одинаковые э. д. с.

$$E_2' = E_1.$$


Фиг. 74. Схема асинхронного двигателя, приключенного к сети с разомкнутой вторичной цепью.

Таким образом „приведенная" величина э. д. с. ротора будет

$$E_2' = E_2 \cdot \left(\frac{w_1 k_1}{w_2 k_2}\right) = E_2 \cdot u = E_1. \qquad (54,1)$$

Так как роторная обмотка „приведенного" двигателя должна создавать такое же число ампервитков, равное $AW_2$, как и роторная обмотка действительного двигателя, то должно иметь место следующее соотношение:

$$AW_2 = m_2 w_2 k_2 I_2 = m_1 w_1 k_1 I_2';$$

отсюда можно найти величину[1] „приведенного" тока ротора

$$I_2' = \frac{m_2 w_2 k_2}{m_1 w_1 k_1} I_2. \qquad (54,2)$$

Желая найти „приведенные" значения активного и реактивного сопротивлений ($r_2'$) и ($x_2'$), примем во внимание, что сдвиг фаз в роторе $\varphi_2$ действительного двигателя и „приведенного" должен остаться тем же самым и что потери на джоулево тепло в обоих случаях должны быть одинаковы.

Таким образом у нас будет

$$\operatorname{tg} \varphi_2 = \frac{x_2}{r_2} = \frac{x_2'}{r_2'} \qquad (54,3)$$

и

$$m_2 I_2^2 r_2 = m_1 (I_2')^2 r_2'. \qquad (54,4)$$

---

[1] Всюду в дальнейшем будем обозначать „приведенные" значения величин буквами с индексами наверху, например: $I_2'$; $E_2'$; $r_2'$; $x_2'$.

На основании уравнений (54,2), (54,3), (54,4) найдем

$$r_2' = r_2 \frac{m_1}{m_2} \left( \frac{w_1 k_1}{w_2 k_2} \right)^2, \tag{54,5}$$

$$x_2' = x_2 \frac{m_1}{m_2} \left( \frac{w_1 k_2}{w_1 k_2} \right)^2. \tag{54,6}$$

В частном случае, когда в статоре и роторе имеется одинаковое число фаз ($m_1 = m_2$) и когда конструкции обмоток статора и ротора совершенно одинаковы (так что $k_1 = k_2$), у нас получатся более простые формулы

$$r_2' = r_2 \left( \frac{w_1}{w_2} \right)^2, \tag{54,5'}$$

$$x_2' = x_2 \left( \frac{w_1}{w_2} \right)^2. \tag{54,6'}$$

Для наглядности на нижеследующей таблице сопоставлены действительные и приведенные значения величин.

ТАБЛИЦА 8

| Действительные значения | $E_2$ | $I_2$ | $r_2$ | $x_2$ |
|---|---|---|---|---|
| Приведенные значения | $E_2' = E_2 \left( \frac{w_1 k_1}{w_2 k_2} \right)$ | $I_2' = I_2 \frac{m_2 w_2 k_2}{m_1 w_1 k_1}$ | $r_2' = r_2 \frac{m_1}{m_2} \left( \frac{w_1 k_1}{w_2 k_2} \right)^2$ | $x_2' = x_2 \frac{m_1}{m_2} \left( \frac{w_1 k_1}{w_2 k_2} \right)^2$ |

**§ 55. Аналогия между асинхронным двигателем и трансформатором.** На основании изложенного в предыдущих параграфах ясно, что между рабочими процессами асинхронного двигателя и трансформатора существует большое сходство.

В асинхронном двигателе роль вторичной обмотки трансформатора играет роторная обмотка, а статорная является первичной обмоткой.

Необходимо здесь, однако, обратить внимание на следующее существенное различие между асинхронным двигателем и трансформатором.

У трансформатора, как известно, обе обмотки — первичная и вторичная, неподвижны, в то время как в асинхронном двигателе мы имеем только первичную (статорную) обмотку неподвижной, вторичная же (роторная) обмотка асинхронного двигателя является подвижной; благодаря этому частота токов, текущих во вторичной цепи (роторе) асинхронного двигателя, представляет собой переменную величину, чего, как известно, не наблюдается в трансформаторах.

Таким образом мы видим, что асинхронный двигатель представляет собой своего рода трансформатор, которого вторичная обмотка находится в непрерывном вращательном движении.

**§ 56. Векторная диаграмма неподвижного двигателя.** Вначале рассмотрим явления, происходящие в двигателе при неподвижном роторе.

В этом случае, как уже говорилось, такой двигатель по своему рабочему процессу ничем не отличается от трансформатора.

а) Электродвижущие силы, индуктированные вращающимся потоком Ф в обмотках статора и ротора. Вращающийся поток Ф будет наводить в каждой фазе статора и ротора э. д. с., эффективные значения которых соответственно равны:

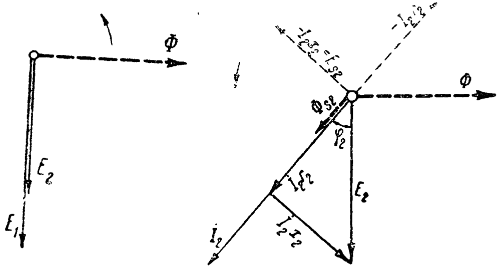
$$E_1 = 4{,}44\, f_1 k_1 w_1 \Phi\, 10^{-8} \quad \text{(статор)};$$

$$E_2 = 4{,}44\, f_1 k_2 w_2 \Phi\, 10^{-8} \quad \text{(ротор)}.$$

Как показано на векторной диаграмме фиг. 75, оба вектора $E_1$ и $E_2$ отстают по фазе от потока Ф на угол в 90°.

б) Векторная диаграмма э. д. с. и токов ротора. Кроме э. д. с. $E_2$, наводимой в фазе обмотки ротора вращающимся потоком Ф, необходимо еще учитывать э. д. с. $E_{s2}$, наводимую потоком рассеяния ротора $\Phi_{s2}$ и активное падение напряжения.

На фиг. 76 представлена векторная диаграмма для ротора. Здесь вектор потока Ф отложен по горизонтали и вектор э. д. с. $E_2$ — под прямым углом к Ф.



Фиг. 75. Векторная диаграмма э. д. с. статора и ротора.

Фиг. 76. Векторная диаграмма э. д. с. и падения напряже ний ротора.

На этой векторной диаграмме еще показан вектор магнитного рассеяния ротора $\Phi_{s2}$, отложенный в фазе с током ротора $I_2$.

Электродвижущая сила самоиндукции $E_{s2}$ или рассеяния, инуктированная потоком $\Phi_{s2}$, отложена на фиг. 76 под прямым углом к $\Phi_{s2}$ и отстает от него по фазе.

Величина э. д. с. самоиндукции $E_{s2}$ пропорциональна роторному току $I_2$ и может быть выражена следующим образом:

$$\dot{E}_{s2} = -\dot{I}_2 x_2,$$

где $x_2$ — реактивное сопротивление ротора, обусловленное потоком рассеяния.

Величина реактивного сопротивления, как известно, может быть найдена из следующего выражения:

$$x_2 = \omega L_2,$$

где $L_2$ — коэфициент самоиндукции, обусловленный потоком рассеяния ротора.

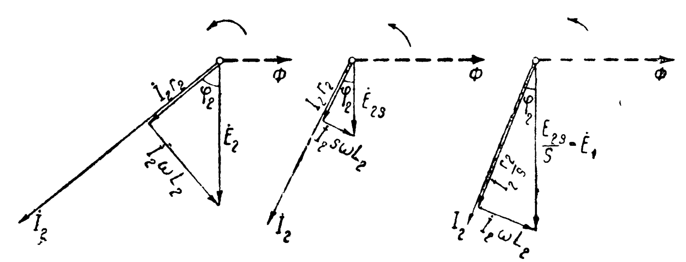
Электродвижущая сила самоиндукции $E_{s2}$ представляет собой реактивную потерю напряжения.

Кроме реактивной потери напряжения необходимо еще учесть активную потерю напряжения, равную

$$-I_2 r_2.$$

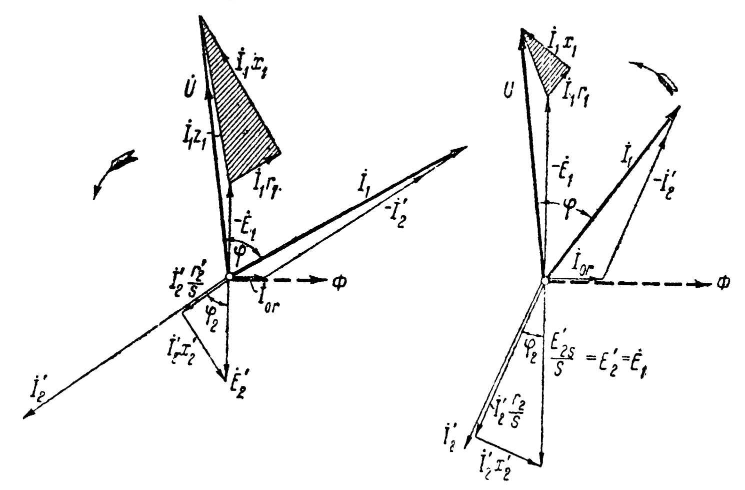
На векторной диаграмме вектор — $I_2r_2$ отложен противоположно вектору тока $I_2$.

Кроме того, на векторной диаграмме еще отложены векторы: $\dot{I}_2r_2$ в фазе с током $\dot{I}_2$ (обратный вектору активной потери напряжения) и $\dot{I}_2x_2$, опережающий по фазе вектор тока $\dot{I}_2$ на 90° (т. е. обратный вектору реактивной потери напряжения).




Фиг. 77. Векторные диаграмммы неподвижного и вращающегося ротора.

Векторы $\dot{I}_2r_2$ и $\dot{I}_2x_2$ являются слагающими э. д. с. $\dot{E}_2$, уравновешивающими активное и реактивное падение напряжения. Иногда для краткости называют последние величины активным и реактивным падением напряжения.




Фиг. 78. Векторные диаграммы неподвижного и вращающегося двигателя.

Как видно из фиг. 76 и 77, вектор э. д. с. $\dot{E}_2$ является геометрической суммой векторов $\dot{E}_2 = \dot{I}_2x_2 + \dot{I}_2r_2$.

Таким образом, зная положение вектора $E_2$ на диаграмме, мы можем найти положение вектора фазного тока ротора $I_2$, вызываемого э. д. с. $E_2$.

Как видно из диаграммы, ток $\dot{I}_2$ отстает от э. д. с. $\dot{E}_2$ по фазе на угол $\varphi_2$.

в) Полная векторная диаграмма (фиг. 78). Теперь обратимся к статору и попытаемся найти вектор тока в фазе статора $I_1$ по величине и направлению (левый чертеж фиг. 78).

Если бы намагничивающий ток $I_{0r}$ двигателя был равен нулю, то направление вектора статорного тока $I_1$ совпадало бы с вектором $I'_2$. На самом деле ток $I_{0r}$ не равен нулю, поэтому величину статорного тока $I_1$ придется найти на основании следующих соображений:

Вспомним, что статорный ток $I_1$ представляет собой геометрическую разность:

$$\dot{I}_1 = \dot{I}_{0r} - \dot{I}'_2.$$

Откладывая на векторной диаграмме вектор тока $I_{0r}$ под небольшим углом[1] к вектору потока Φ и складывая векторы $\dot{I}_{0r}$ и $\dot{I}'_2$, получим результирующий вектор, изображающий по величине и фазе первичный статорный ток $\dot{I}_1$.

Отложив на векторной диаграмме вектор первичного тока $I_1$, мы можем теперь перейти к построению векторов, изображающих э. д. с. и падения напряжения в цепи статора.

В каждой из фаз этой цепи статора мы должны иметь в виду следующие величины:

1) э. д. с., индуктированную вращающимся потоком Φ;

2) активное падение напряжения;

3) реактивное падение напряжения, вызванное потоками магнитного рассеяния статорной обмотки.

Напряжение у зажимов двигателя $U$ должно уравновешивать геометрическую сумму этих величин.

Попытаемся найти графически величину и направление вектора $U$, изображающую напряжение у зажимов одной фазы статора.

Отложим на векторной диаграмме вверх по вертикали (под прямым углом к вектору Φ) вектор — $\dot{E}_1$, изображающий слагающую напряжения, уравновешивающую э. д. с., индуктированную в фазе статора вращающимся потоком.

Вектор $I_1 r_1$, изображающий слагающую, уравновешивающую активное падение напряжения, направим параллельно вектору $I_1$, а вектор $I_1 x_1$, изображающий слагающую, уравновешивающую реактивную потерю напряжения, — под прямым углом к $I_1$.

Тогда, сложив геометрически векторы — $E_1$, $Ir_1$ и $I_1 x_1$, получим вектор напряжения у зажимов $\dot{U}$ по величине и фазе.

## ГЛАВА VII

## ЯВЛЕНИЯ, ПРОИСХОДЯЩИЕ ВО ВРАЩАЮЩЕМСЯ ДВИГАТЕЛЕ

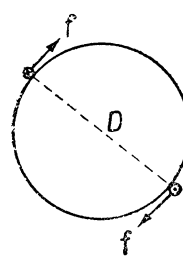
**§ 57. Общее выражение крутящего момента.** В главе VI мы рассматривали явления, происходящие в неподвижном двигателе.

---

[1] Обусловленными потерями на гистерезис и токи Фуко в железе статора (и отчасти ротора) двигателя.

Мы видели, что такой неподвижный двигатель, в котором обмотки статора (первичная цепь) и ротора (вторичная цепь) неподвижны, по характеру происходящих в нем явлений во многом сходен с трансформатором.

Принципиальная разница между трансформатором и вращающимся асинхронным двигателем заключается в том, что вторичная обмотка (ротор) асинхронного двигателя благодаря его конструктивным особенностям не расположена в пространстве неподвижно, как в трансформаторе, но может перемещаться под влиянием крутящего момента, развиваемого двигателем. Механизм возникновения крутящего момента в асинхронном двигателе в общих чертах заключается в следующем:



Фиг. 79. Силы, действующие на ротор.

Вращающееся магнитное поле Ф, создаваемое обмотками статора и ротора, пересекает провода обмотки ротора и вызывает в них ток $I_2$. Каждый провод, обтекаемый этим током $I_2$, взаимодействует с магнитным потоком Ф и стремится сдвинуться в определенную сторону в направлении касательной, проведенной в данной точке внешней окружности ротора с некоторой силой $f$ (направление, в котором действует сила $f$, мы можем найти, применяя известное „правило левой руки“, фиг. 79).

На окружности ротора для каждого провода, к которому приложена сила $f$, можно найти провод, расположенный на диаметрально противоположной стороне барабана ротора, к которому приложена такая же сила $f$. Эти обе силы $f$ дают пару сил с моментом $m = D \cdot f$ ($D$ — диаметр ротора).

Обращаясь к фиг. 79, попытаемся найти силу $f$.

Мы имеем [1]:

$$f \equiv B \cdot l \cdot I_2$$

и следовательно,

$$m \equiv D \cdot B \cdot l \cdot I_2 = [(D \cdot l) \cdot B] \cdot I_2.$$

В полученном нами выражении $D \cdot l$ — некоторая площадь, и произведение $(D \cdot l) \cdot B$ — величина, пропорциональная потоку Ф.

Вместо выше написанного выражения можно написать

$$M = \sum m \equiv \Phi \cdot I_2.$$

Таким образом мы получили выражение для крутящего момента, сходное с выражением крутящего момента в машинах постоянного тока.

Как будет видно ниже, крутящий момент $M$ еще пропорционален величине $\cos\varphi_2$, где $\varphi_2$ — угол сдвига фаз между вектором $I_2$ и э. д. с. $E_2$ (фиг. 77).

**§ 58. Диаграмма ампервитков и токов вращающегося двигателя.** Предположим, что статорная обмотка асинхронного двигателя приключена к сети трехфазного тока (фиг. 71).

Тогда под влиянием токов, текущих в обмотках двигателя, появится вращающийся магнитный поток Ф, который послужит причиной появле-

---

[1] Где $l$ — длина проводника, находящегося в магнитном поле, $B$ — магнитная индукция и $I_2$ — сила тока.

ния в роторе тока $I_2$. Последний, взаимодействуя с потоком Ф, приведет ротор во вращение, направленное в сторону вращения вращающегося потока.

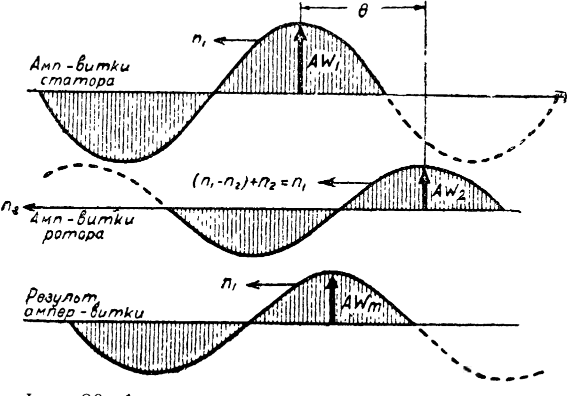
Предположим, что кривая распределения м. д. с. статора (или кривая распределения ампервитков $AW_1$) по окружности статора близ воздушного зазора имеет характер синусоиды [1] (фиг. 80).

Если нам известно число пар полюсов $p$ асинхронного двигателя и число периодов питающего тока $f_1$, то число оборотов в минуту кривой $AW_1$ будет

$$n_1 = \frac{60 \cdot f_1}{p}.$$

На фиг. 80 кривая распределения ампервитков статора показана в виде синусоиды с амплитудой $AW_1$.

Теперь обратимся к ротору синхронного двигателя. Предположим, что ротор будет делать в минуту число оборотов $n_2$ (немного меньше, чем синхронное число оборотов $n_1$), и, следовательно, наш ротор будет отставать („скользить") относительно вращающегося потока Ф.




Фиг. 80. Ампервитки статора и ротора и их результирующие.

Число оборотов скольжения в 1 мин. будет равно разности $n_1 - n_2$.

Под влиянием тех токов, которые текут во всех трех фазах ротора, последний создаст, так же как и статор, некоторую м. д. с.

Можно принять в первом приближении, что кривая распределения ампервитков ротора вдоль его окружности будет, так же как и для статора, синусоидальной; эта кривая с амплитудой $AW_2$ показана на фиг. 80.

Найдем скорость перемещения кривой $AW_2$ относительно проводов обмотки ротора.

Выше было сказано, что вращающееся поле пересекает стержни роторной обмотки с разностью скоростей

$$n_1 - n = n_s, \tag{58,1}$$

[1] В действительности кривые м. д. с. имеют „ступенчатый" характер и всегда отличаются несколько по форме от синусоиды. Разница, однако, по форме между действительными кривыми и синусоидой не особенно велика, так что при изучении работы асинхронных двигателей часто можно приближенно принимать синусоидальное распределение магнитной индукции в воздушном зазоре.

обозначим

$$n_s = s \cdot n_1, \tag{58,1a}$$

где $s$ — так называемое „скольжение".

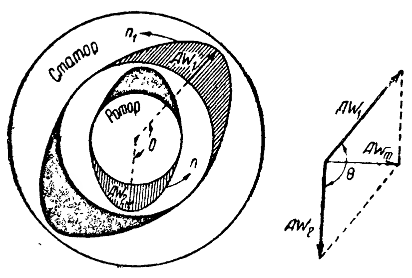
М. д. с. $AW_2$, создаваемая потоками роторной обмотки, „скользит" относительно проводов роторной обмотки, как было сказано, со скоростью, пропорциональной скольжению,

$$n_s = s \cdot n_1.$$

Так как сама обмотка ротора перемещается в пространстве со скоростью $n_2$, то кривая м. д. с. ротора должна перемещаться в пространстве со скоростью, соответствующей сумме: $n_2 + n_s$.

На основании (58,1) и (58,1a) найдем

$$n_2 + n_s = n_2 + (n_1 - n_2) = n_1.$$




Фиг. 81. Пространственная диаграмма ампервитков статора и ротора.

Последнее выражение показывает, что **кривая ампервитков ротора** $AW_2$ **движется в пространстве с такой же скоростью, как и кривая ампервитков** $AW_1$ **статора, независимо от того, вращается ли ротор или нет.**

Это свойство кривой $AW_2$, как будет видно ниже, дает возможность построить векторную диаграмму ампервитков для вращающегося двигателя.

На фиг. 81 показаны кривые распределения ампервитков в статоре $AW_1$ и роторе $AW_2$ для некоторого момента времени, причем для наглядности всюду кривая м. д. с., соответствующая северному полюсу, показана линейчатой штриховкой, а кривая, соответствующая южному полюсу, показана темной.

Мы видим из фиг. 81, что векторы $AW_1$ и $AW_2$ образуют между собой угол, равный $\theta$.

Ампервитки $AW_1$ и $AW_2$ могут быть сложены по правилу параллелограмма. В результате сложения у нас получатся равнодействующие ампервитки $AW_0$, которые и служат причиной появления вращающегося потока Ф.

Здесь следует еще раз подчеркнуть то обстоятельство, что частота токов $I_1$, создающих ампервитки статора $AW_1$, и частота токов ротора $I_2$, создающих ампервитки $AW_2$, **неодинакова**.

Таким образом на первый взгляд может показаться, что векторы $AW_1$ и $AW_2$, изображающие собой на фиг. 81 (справа) ампервитки, создаваемые токами **разных частот**, не могут быть геометрически друг с другом сложены.

Однако при этом мы должны иметь перед глазами левый чертеж фиг. 81, из которого видно, что кривая $AW_2$ **в пространстве** движется **с такой же скоростью**, как и кривая $AW_1$, т. е. векторы $AW_1$ и $AW_2$ на фиг. 81 должны **вращаться в простран-**

стве одинаковой скоростью, что дает нам право их геометрически складывать.

Таким образом мы видим, что диаграммы ампервитков и токов фиг. 73 (которые были нами построены для неподвижного двигателя) имеют совершенно такой же вид и для двигателя вращающегося.

**§ 59. Скольжение и частота в роторе.** Скольжение $s$, частота тока в роторе $f_2$ и частота тока сети $f_1$ связаны между собой определенным соотношением, которое мы и найдем.

Предположим, что ротор вращается со скоростью $n_2$; вращающийся поток, который в пространстве делает $n_1$ об/мин, будет при этом пересекать обмотку ротора со скоростью $n_s$, равной разности скоростей:

$$n_s = n_1 - n_2. \quad (59,1)$$

Уравнение (59,1) можно переписать по другому, введя в рассмотрение понятие „скольжение".

В дальнейшем под этим термином будем понимать отношение разности числа оборотов в минуту $n_1$ вращающегося поля и числа оборотов в минуту ротора $n_2$ к числу оборотов в минуту $n_1$; таким образом скольжение $s$ выразится следующей формулой:

$$s = \frac{n_1 - n_2}{n_1}. \quad (59,2)$$

Иногда скольжение выражают в процентах.

В этом случае величину скольжения можно найти из формулы

$$s\% = \frac{n_1 - n_2}{n_1} \cdot 100. \quad (59,3)$$

Из формулы (59,2) найдем

$$n_1 - n_2 = s \cdot n_1,$$

или на основании (59,1)

$$n_s = s \cdot n_1, \quad (59,4)$$

Частота роторного тока $f_2$ пропорциональна разности $n_1 - n_2$; она может быть найдена следующим образом:

$$f_2 = \frac{p \cdot (n_1 - n_2)}{60} = \frac{p \cdot s \cdot n_1}{60}. \quad (59,5)$$

Имея в виду, что

$$\frac{p \cdot n_1}{60} = f_1,$$

уравнение (59,5) перепишем следующим образом:

$$f_2 = s \cdot f_1. \quad (59,6)$$

Частоте $f_2$ соответствует угловая скорость $\omega_2$ роторного тока

$$\omega_2 = s \cdot \omega_1. \quad (59,7)$$

**§ 60. Зависимость между скольжением и э. д. с. фазного ротора.** Если ротор неподвижен ($n_2 = 0$), частота тока в роторе $f_2$ будет

равна частоте сети $f_1$, э. д. с., индуктированная в одной фазе ротора, будет

$$E_2 = 4{,}44 \cdot k_2 f_1 \cdot w_2 \cdot \Phi \cdot 10^{-8} \text{ вольт}, \qquad (60{,}1)$$

где $k_2$ — обмоточный коэфициент;
$w_2$ — число витков в одной фазе ротора;
$\Phi$ — величина магнитного потока;
$f_1$ — частота тока сети.

Если ротор начнет вращаться, то частота тока в роторе уменьшится и станет $f_2 = s \cdot f_1$; в этом случае э. д. с., наведенная в роторе, уменьшится:

$$E_{2s} = 4{,}44 \cdot k_2 \cdot s \cdot f_1 \cdot w_2 \cdot \Phi \cdot 10^{-8} \text{ вольт}. \qquad (60{,}2)$$

Деля уравнения (60,1) и (60,2) друг на друга, получим

$$E_{2s} = s \cdot E_2. \qquad (60{,}3)$$

Эта формула дает нам зависимость между э. д. с., индуктированной в одной фазе, при неподвижном роторе ($E_2$), и э. д. с. при вращающемся роторе ($E_{2s}$).

**§ 61. Ток фазного ротора в функции скольжения двигателя.** Величина тока в фазе ротора при неподвижном двигателе может быть найдена из следующего полученного выше выражения:

$$I_2 = \frac{E_2}{z_2} = \frac{E_2}{\sqrt{r_2^2 + (\omega_1 L_2)^2}} = \frac{E_2}{\sqrt{r_2^2 + x_2^2}}, \qquad (61{,}1)$$

где $E_2$ — э. д. с., индуктированная в фазе неподвижного ротора вращающимся потоком;
$r_2$ — активное сопротивление фазы ротора;
$\omega_1 L_2$ — реактивное сопротивление фазы неподвижного ротора.

Если ротор будет вращаться, то э. д. с., индуктированная в каждой фазе ротора, уже будет меньше и будет равняться $s \cdot E_2$, и ток в роторе будет [1]

$$I_2 = \frac{E_{2s}}{z_{2s}} = \frac{s \cdot E_2}{\sqrt{r_2^2 + (s\omega_1 L_2)^2}} = \frac{sE_2}{\sqrt{r_2^2 + s^2 x^2}}, \qquad (61{,}2)$$

где $s\omega_1 L_2 = sx_2$ — реактивное сопротивление фазы ротора при скольжении $s$.

Преобразуем формулу (61,2), разделив числителя и знаменателя правой части формулы на одну и ту же величину $s$,

$$I_2 = \frac{E_2}{\sqrt{\left(\frac{r_2}{s}\right)^2 + \omega_1^2 L_2^2}} = \frac{E_2}{\sqrt{\left(\frac{r_2}{s}\right)^2 + x_2^2}}. \qquad (61{,}3)$$

---

[1] В формулы (61,1) и (61,2) входит одна и та же величина активного сопротивления $r_2$. Это не совсем правильно, так как активное сопротивление $r_2$ зависит от частоты, несколько возрастая с увеличением последней (явление „кожного эффекта").

Ввиду того, однако, что изменение величины сопротивления $r_2$ получается при этом сравнительно небольшое, можно принять, что $r_2$ остается приблизительно постоянным при разных скольжениях $s$.

Полученная формула дает возможность найти величину тока $I_2$ в фазе ротора, если известна величина э. д. с. $E_2$, индуктированной в обмотке ротора при неподвижном роторе, если известно активное ($r_2$) и реактивное сопротивление ($\omega_1 L_2$) и если, кроме того, известно скольжение $s$.

Уравнение (61,3) нам говорит, что при изменении скольжения ($s$) ток ротора $I_2$ изменяется таким образом, как если бы (при постоянных величинах $E_2$ и $\omega L_2$) у нас менялось только активное сопротивление, равное в этом случае $\frac{r_2}{s}$.

**§ 62. Эквивалентная схема для роторного тока.** Все явления, происходящие в роторе асинхронного двигателя, в смысле изменения роторного тока $I_2$ происходят таким же образом, как и в некоторой электрической цепи, состоящей из последовательно соединенных: неизменяемой самоиндукции $L_2$ и переменного активного сопротивления $\frac{r_2}{s}$ (фиг. 82).

Фиг. 82. Эквивалентная схема ротора.

Изменяя активное сопротивление $\frac{r_2}{s}$, мы будем получать различные значения тока $I_2$; при этом для цепи, изображенной на фиг. 82, мы получим такое же выражение для тока $I_2$, как и для ротора асинхронного двигателя [уравнение (61,3)].

Поэтому схему, изображенную на фиг. 82, будем в дальнейшем называть „эквивалентной".

**§ 63. Два вида векторной диаграммы э. д. с. и тока ротора.** Векторная диаграмма роторных э. д. с. и токов, соответствующая уравнению (61,2), изображена на фиг. 77 (средний чертеж).

Вектор вращающегося магнитного потока Ф на этой диаграмме отложен по горизонтали.

Вращающийся поток при данной величине скольжения $s$ наводит в одной из фаз ротора э. д. с.

$$E_{2s} = 4{,}44 \cdot k_2 \cdot f_2 \cdot \omega_2 \cdot \Phi \cdot 10^{-8}.$$

Э. д. с. $E_{2s}$ отстает по фазе от Ф на 90° и вызывает ток в роторе $I_2$.

Этот ток $I_2$ отстает по фазе от $E_{2s}$ на угол $\varphi_2$. Как видно из фиг. 77 (средний чертеж), э. д. с. $E_{2s}$ уравновешивает активное падение напряжения $I_2 \cdot r_2$ и реактивное падение $I_2 \cdot s \cdot \omega \cdot L_2$ в одной какой-либо фазе ротора.

Имея в виду полученную выше формулу (61,3) и соответствующую этой формуле эквивалентную схему фиг. 82, мы можем построить векторную диаграмму для ротора в несколько измененном виде. На фиг. 77 (правый чертеж) показана такая измененная диаграмма.

На этой фигуре означают:

Ф — вектор вращающегося магнитного потока;

$E_2$ — э. д. с., индуктированная потоком Ф в одной фазе ротора (при неподвижном роторе, когда $s = 1$);

$I_2 \cdot \frac{r_2}{s}$ — активное падение напряжения;

$I_2 \cdot \omega \cdot L_2$ — реактивное падение напряжения.

Из фиг. 77 (правый чертеж) видно, что э. д. с. $E_2$ равна геометрической сумме активного падения напряжения $I_2 \cdot \frac{r_2}{s}$ и реактивного падения напряжения $I_2 \cdot \omega L_2$.

К векторной диаграмме фиг. 77 (правый чертеж) мы можем притти и другим путем, если все стороны диаграммы фиг. 77 (на среднем чертеже) разделим на $s$, уменьшив, таким образом, их в одном и том же отношении:

$$\frac{E_{2s}}{s} = \frac{s \cdot E_2}{s} = E_2;$$

$$\frac{I_2 \cdot s \cdot \omega \cdot L_2}{s} = I_2 \cdot \omega L_2;$$

$$\frac{I_2 \cdot r_2}{s} = I_2 \cdot \frac{r_2}{s}.$$

**§ 64. Полная векторная диаграмма вращающегося двигателя.** Принимая во внимание все сказанное в предыдущих параграфах, мы можем построить полную векторную диаграмму вращающегося двигателя (фиг. 78, правый чертеж). Отложим по горизонтали на фиг. 78 вектор вращающегося потока Ф.

Поток Ф наводит в роторе э. д. с. [1] $\dot{E}'_2$, которая отстает от Ф по фазе на 90°.

Э. д. с. $\dot{E}'_2$ служит причиной появления в фазе обмотки ротора [2] тока $\dot{E}'_2$. На диаграмме $\dot{I}'_2$ отложено под углом сдвига фаз $\varphi_2$ по отношению к $\dot{E}_2$.

Для того чтобы построить угол $\varphi_2$ на векторной диаграмме, мы строим прямоугольный треугольник, у которого один из катетов, изображающий слагающую, уравновешивающую активное падение напряжения в фазе обмотки ротора, равен $\dot{I}'_2 \frac{r'_2}{s}$ и совпадает по направлению с вектором $\dot{I}'_2$, а другой катет, изображающий слагающую, уравновешивающую реактивное падение напряжения, равен $\dot{I}_2 x'_2$; гипотенузой двух вышеупомянутых катетов при этом является вектор э. д. с. ротора $\dot{E}'_2$.

Теперь обратимся к статору и попытаемся сначала найти по величине и фазе ток в одной фазе статора $\dot{I}_1$.

Как было выяснено выше, вектор тока статора $\dot{I}_1$ получается как геометрическая сумма двух векторов: тока холостого хода $\dot{I}_{0_r}$ и приведенного тока ротора — $\dot{I}'_2$, таким образом мы имеем

$$\dot{I}_1 = \dot{I}_{0_r} + (-\dot{I}'_2). \qquad (64,1)$$

[1] $E'_2$ есть „приведенная“ величина э. д. с. ротора, равная

$$E'_2 = E_2 \cdot \frac{k_1 w_1}{k_2 w_2} = E_1.$$

[2] $I'_2$ (см. § 54) — „приведенная“ величина тока ротора, равная

$$I'_2 = I_2 \frac{k_2 w_2}{k_1 w_1}.$$

На диаграмме фиг. 78 (правый чертеж) вектор $\dot{I}_{0r}$ совпадает по направлению с вектором Ф, и вектор $\dot{I}'_2$ совпадает по направлению с вектором активного падения напряжения в роторе $I'_2 \frac{r'_2}{s}$.

Вектор напряжения у зажимов $\dot{U}$ на фиг. 78 (правый чертеж) построим таким же образом, как и при построении описанной выше диаграммы неподвижного двигателя, полагая, что напряжение у зажимов равно геометрической сумме

$$\dot{U} = \dot{E}_1 + \dot{I}_1 r_1 + \dot{I}_1 x_1.$$

Примечание. Произведение $UI_1 \cos\varphi$ представляет собой мощность на зажимах машины. Если это произведение положительно, машина отдает энергию в сеть и работает в качестве генератора.

Если это произведение отрицательно, то машина электрическую энергию получает из сети и работает в качестве двигателя.

В первом случае угол $\varphi$ бывает меньше 90°, а во втором случае — больше 90°, т. е. является тупым углом. Поэтому на диаграммах, изображающих работу машины в качестве двигателя (фиг. 78), было бы правильнее отложить вектор первичного тока $I_1$ смещенным на 180° по сравнению с показанным на чертежах (т. е. в обратную сторону).

Однако для удобства обычно откладывают вектор тока $I_1$ не под тупым, а под острым углом $\varphi$ к вектору напряжения $U$ (как показано на векторных диаграммах фиг. 78 и др.).

**§ 65. Векторная диаграмма э. д. с. и потоков.** На фиг. 83 схематически показаны потоки, создаваемые обмотками асинхронного двигателя.

Из этой фигуры видно, что не весь поток $\Phi_1$, сцепленный со статорной обмоткой, заходит в ротор.

Поток в железе ротора $\Phi_2$ (который можно было бы назвать „полезным" потоком) меньше потока $\Phi_1$ на величину потоков рассеяния $\Phi_{s1}$ и $\Phi_{s2}$, вызванных соответственно статорными и роторными ампервитками. Таким образом можно написать

$$\dot{\Phi}_2 = \dot{\Phi}_1 - \dot{\Phi}_{s1} - \dot{\Phi}_{s2}.$$

Рассматривая фиг. 83, можно написать

$$\dot{\Phi}_1 = \dot{\Phi} + \dot{\Phi}_{s1}, \quad (65,1)$$

$$\dot{\Phi} = \dot{\Phi}_2 + \dot{\Phi}_{s2}. \quad (65,2)$$

Из последнего выражения видно, что поток в воздушном зазоре Ф представляет собой сумму „полезного" потока ротора $\Phi_2$ и потока рассеяния ротора $\Phi_{s2}$.

Всюду в вышенаписанных формулах предполагается геометрическое сложение, вследствие того что потоки вообще не совпадают по фазе.

На фиг. 84 показана векторная диаграмма вращающегося двигателя, построенная с учетом потоков рассеяния $\Phi_{s1}$ и $\Phi_{s2}$.

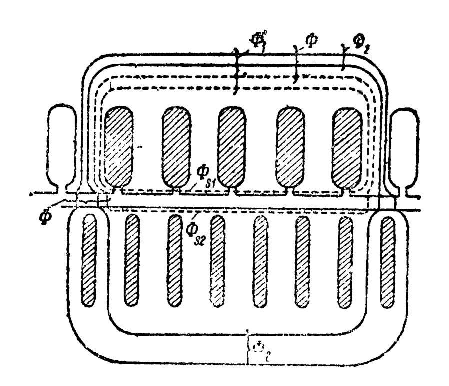
На векторной диаграмме вектор потока рассеяния ротора $\Phi_{s2}$ отложен параллельно вектору роторного тока $\dot{I}'_2$ и вектор потока рассеяния статора $\Phi_{s1}$ отложен параллельно вектору статорного тока $\dot{I}_1$.

Из фигуры видно, что поток в воздушном зазоре Ф равен геометрической сумме $\dot{\Phi}_2$ и $\dot{\Phi}_{s_2}$.

На векторной диаграмме в квадратуре с потоком воздушного зазора Ф отложены векторы э. д. с. ротора $E_2'$ и статора $E_1$.

Под прямым углом к вектору потока рассеяния ротора $\Phi_{s_2}$ отложен вектор индуктивной потери напряжения в роторе $\dot{I}_2' x_2'$ и под прямым углом к вектору рассеяния статора $\Phi_{s_1}$ отложен вектор индуктивной потери напряжения статора $\dot{I}_1 x_1$. Пренебрегая активным сопротивлением статора, можем построить вектор напряжения у зажимов $\dot{U}$, равный геометрической сумме $\dot{E}_1$ и $\dot{I}_1 x_1$.

На фиг. 84 вектор напряжения $\dot{U}$ составляет прямой угол с вектором потока статора $\Phi_1$.



Фиг. 83. Потоки асинхронного двигателя.

Фиг. 84. Векторная диаграмма потоков, э. д. с. и токов.

Кроме того, заметим, что на фиг. 84 поток в воздушном зазоре $\dot{\Phi}$ совпадает по фазе с намагничивающим током $\dot{I}_{0r}$ и вектор активного падения напряжения в роторе $I_2' \frac{r_2'}{s}$ составляет прямой угол с вектором потока ротора $\Phi_2$.

*ГЛАВА VIII*

## РОТОР В ВИДЕ БЕЛИЧЬЕЙ ОБМОТКИ (КОРОТКОЗАМКНУТЫЙ РОТОР)

**§ 66. Надежность беличьего ротора.** Как было сказано выше, одной из самых простых, надежных и дешевых роторных обмоток является обмотка в виде б е л и ч ь е г о к о л е с а.

Показатели двигателей (коэфициент полезного действия и $\cos \varphi$) получаются выше в случае применения в роторе б е л и ч ь е й клетки.

Беличья обмотка является весьма надежной в работе — она почти никогда не портится и не разрушается при перегрузках и авариях.

Этим объясняется все большее и большее распространение двигателей с короткозамкнутыми или „беличьими“ обмотками. Кроме обычной

конструкции короткозамкнутого ротора в форме беличьей клетки в настоящее время известно значительное число модификаций (в форме двойной беличьей клетки по Бушеро, с глубоким пазом и т. п.). Обо всех этих конструкциях говорится более подробно ниже в главе о пуске в ход двигателей с короткозамкнутым ротором.

В настоящей главе ниже дается краткая теория работы ротора в форме беличьей клетки.

**§ 67. Электродвижущие силы и токи в беличьей обмотке ротора. Электродвижущие силы, индуктированные в стержнях беличьей обмотки.** Э. д. с., индуктированная вращающимся потоком в каждом стержне беличьей обмотки $E_2$, может быть найдена из следующего уравнения

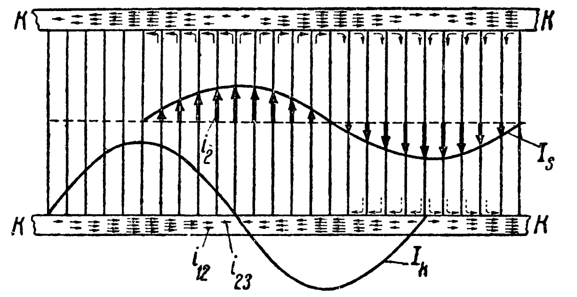
$$\frac{E_2}{E_1} \approx \frac{E_2}{U} \approx \frac{w_2 k_2}{w_1 k_1};$$

$$E_2 = U \frac{w_2 k_2}{w_1 k_1}.$$

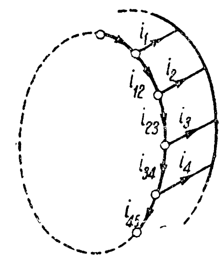
Полагая для беличьей клетки $w_2 = \frac{1}{2}$ и $k_2 = 1$, найдем:

$$E_2 \approx \frac{U}{2 w_1 k_1}. \qquad (67,1)$$

Токи в беличьей обмотке ротора. Теперь попытаемся найти зависимость между током в короткозамыкающем кольце $I_к$ и током



Фиг. 85. Токи в беличьем колесе.



Фиг. 86. Токи в беличьем колесе.

в стержне $I_s$, и для этой цели обратимся к фиг. 85, на которой дана картина распределения тока $I_s$ в стержнях и в замыкающих кольцах $I_к$ беличьей клетки.

Кривые распределения токов могут быть представлены в виду двух синусоид $I_s$ и $I_к$, смещенных друг относительно друга в пространстве на $\measuredangle 90°$.

Эти две синусоиды в пространстве вращаются с постоянной (синхронной) скоростью независимо от скорости ротора.

На фиг. 85 различной густотой стрелок на замыкающих кольцах показано схематически распределение плотности тока и его направления в данный момент времени. На фиг. 86 схематически показано беличье колесо с указанием направления токов, текущих в нем. Из этой фиг. 86

видно, что ток $i$ в каком-либо стержне равен в каждый момент времени разности токов, текущих на участках коротко замыкающего кольца, прилегающих к данному стержню, т. е. мы имеем $i_2 = i_{12} - i_{23}$.

Беличью клетку можно рассматривать как многофазную обмотку, число фаз которой равно числу стержней ротора $m_2 = z_2$.

Сдвиг фаз между смежными фазами в электрических радианах здесь будет

$$\alpha = \frac{2\pi}{z_2}.$$

В случае многополюсной машины

$$\alpha = \frac{2\pi p}{z_2}.$$

Каково соотношение между величиной тока в стержне $I_s$ и тока в замыкающем кольце $I_к$?

Для получения ответа на этот вопрос рассмотрим фиг. 87, где слева показаны векторы стержневых токов $\dot{I}_1$, $\dot{I}_2$, $\dot{I}_3$ и т. д. Как видно из фиг. 87, эти все токи смещены друг относительно друга на один и тот же угол $\alpha$.

Суммируя геометрически токи $\dot{I}_1$, $\dot{I}_2$, $\dot{I}_3$ и т. д., получим правильный многоугольник, как показано на среднем чертеже фиг. 87; из этого чертежа видно, что стержневые токи $\dot{I}_1$, $\dot{I}_2$, $\dot{I}_3$ ... представляют собой геометрическую разность токов в кольцах $\dot{I}_{12}$, $\dot{I}_{23}$, $\dot{I}_{34}$ ... Связь между эффективными величинами стержневых токов $I_s$ и токов в замыкающих кольцах $I_к$ можно найти из равнобедренного треугольника $abc$ следующим образом:



Фиг. 87. Сложение токов беличьей клетки.

$$I_s = 2I_к \sin\frac{\alpha}{2} = 2I_к \sin\frac{\pi p}{z_2}, \tag{67,2}$$

из этого уравнения находим:

$$I_к = \frac{I_s}{2\sin\frac{\pi p}{z_2}}. \tag{67,3}$$

Так как $\frac{\pi p}{z_2}$ является вообще небольшой величиной, то можно приближенно положить $\sin\frac{\pi p}{z_2} \approx \frac{\pi p}{z_2}$, после чего полученная выше формула примет еще более простой вид:

$$I_к = \frac{I_s}{2\sin\frac{\pi p}{z_2}} \approx \frac{I_s}{2\frac{\pi p}{N_2}}.$$

Подставляя в последнюю формулу

$$I_s = 1{,}8 I_1 \frac{m_1 k_1 w_1}{z_2},$$ [1]

найдем окончательно:

$$I_к = \frac{1{,}8 I_1 m_1 k_1 w_1}{N_2 \, 2 \, \frac{\pi p}{z_2}};$$

$$I_к = \frac{1{,}8 I_1 m_1 k_1 w_1}{2\pi p}. \qquad (67{,}4)$$

Последняя формула показывает, что ток в торцевых кольцах не зависит от числа стержней беличьего ротора, а зависит, главным образом, от числа ампервитков обмотки статора, возрастая с увеличением последних, а также зависит от числа пар полюсов машины, уменьшаясь с возрастанием числа последних.

## *ГЛАВА IX*

# АСИНХРОННЫЙ ДВИГАТЕЛЬ КАК УНИВЕРСАЛЬНЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ

**§ 68. Асинхронный двигатель как универсальный преобразователь.** В асинхронной машине происходит ряд преобразований электрической энергии: напряжения $\left(\frac{U_1}{U_2}\right)$, числа фаз $\left(\frac{m_1}{m_2}\right)$, числа периодов $\left(\frac{f_1}{f_2}\right)$ и электрической энергии $(P_1)$ в механическую $(P_2)$.

Поэтому асинхронный двигатель является своего рода „универсальным преобразователем"; этот преобразователь обладает кроме свойств двигателя также свойствами трансформатора, преобразующего напряжение $\left(\frac{U_1}{U_2}\right)$, и свойством преобразователя частоты, дающего возможность получить в роторе изменяющуюся частоту $(f_2)$ при постоянной величине частоты сети $(f_1)$.

Понятно, что всем этим преобразованиям энергии в асихронном двигателе сопутствуют потери.

**§ 69. „Энергетическая" диаграмма.** Все преобразования энергии и потери, которые происходят в асинхронном двигателе, можно иллюстрировать при посредстве так называемой „энергетической" диаграммы.

На фиг. 88 показана такая диаграмма в форме „потока энергии", который течет слева направо. Как видно из фиг. 88, этот „поток" состоит из ряда „рукавов". Притекающая к статору асинхронного двигателя из сети электрическая энергия $P_1$ изображена на фиг. 88 в виде потока наибольшей ширины. По мере течения направо главное „русло" этого потока делается все уже и уже.

---

[1] См. C. P. Steinmetz, Asynchronous motors.

„Рукав“ потока $V_{Fe}$ изображает потери железа в двигателе (токи Фуко и гистерезис).

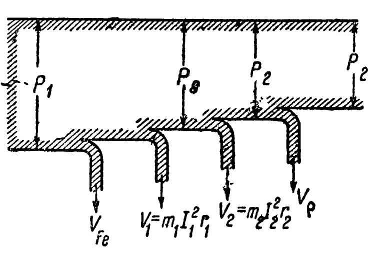
Рукав потока $V_1 = m_1 I_1^2 \cdot r_1$ изображает потери меди в статоре.

Потери меди в роторе $m_2 \cdot I_2^2 \cdot r^2$ изображены рукавом потока $V_2$ и, наконец, рукав потока $V_\varrho$ изображает механические потери.

Таким образом притекающая к статору мощность $P_1$ оказывается больше тормозной мощности двигателя $P_2$ на величину суммарных потерь фиг. 88.

На диаграмме фиг. 88, кроме того, очень наглядно представлены весьма характерные в теории асинхронных двигателей величины мощности $P_2'$ и $P_s$.

a) Мощность $P_2'$ есть мощность ротора; эта мощность меньше мощности, подведенной к статору, на величину суммы потерь $V_{Fe} + V_1 + V_2$; если из мощности ротора $P_2'$ вычесть мощность, соответствующую механическим потерям $V_\varrho$, то получится мощность на валу двигателя $W_2$.




Фиг. 88. Энергетическая диаграмма асинхронного двигателя.

b) Мощность $P_s$ носит обычно название мощности вращающегося потока; $P_s$ равно сетевой мощности $P_1$ за вычетом суммарных потерь в статоре $V_{Fe} + V_1$.

Мощность $P_s$ является, как будет видно ниже, весьма характерной величиной в теории асинхронных двигателей.

**§ 70. Мощность, подводимая к ротору вращающимся магнитным потоком** ($P_s$). Если бы в роторе асинхронного двигателя протекал не переменный, а постоянный ток, то такой ротор вращался бы синхронно с вращающимся потоком Ф, т. е. с угловой скоростью этого потока, равной $\omega_1$.

Мощность, подводимая к ротору, была бы в этом случае равна

$$P_s = \omega_1 \cdot M = P_1 - (m \cdot I_1^2 \cdot r_1 + V_{Fe}). \qquad (70,1)$$

Таким образом $P_s$ представляет собой ту мощность, которую мог бы развить вращающийся поток в том случае, если бы ротор вращался синхронно.

На самом деле угловая скорость ротора асинхронного двигателя несколько меньше скорости вращающегося потока и равна $\omega_2$. Поэтому мощность ротора будет меньше, чем $P_s$, и будет равна $P_2' = \omega_2 \cdot M$.

Подставляя в это выражение $\omega_2 = (1 - s) \cdot \omega_1$, получим

$$P_2' = (1 - s) \cdot \omega_1 \cdot M.$$

Или на основании уравнения (70,1) найдем

$$P_2' = (1 - s) \cdot P_s. \qquad (70,2)$$

$P'_2$ будет представлять собой ту мощность ротора, которая идет на преодоление полезного сопротивления на валу двигателя $P_2$ и на механические потери $P_\varrho$.

Разность между величинами $P_s$ и $P'_2$ равна джоулевым потерям в роторе $P_2$ (фиг. 78)

$$P_s - P'_2 = V_2.$$

На основании уравнения (70,2) последнюю формулу перепишем следующим образом:

$$V_2 = P_s - P'_2 = P_s - (1 - s) P_s,$$

или

$$V_2 = s \cdot P_s. \qquad (70,3)$$

Полученное выражение показывает, что **потери на джоулево тепло в обмотке ротора по числовой величине равны мощности вращающегося потока** $P_s$, **умноженной на скольжение** $s$.

Уравнение (70,3) показывает, что потери в меди обмотки ротора $V_2$ возрастают пропорционально с увеличением скольжения $s$.

Предположим, например, что мы включили в цепь ротора добавочное сопротивление такой величины, что число оборотов двигателя понизилось на $50\%$ по сравнению с синхронным.

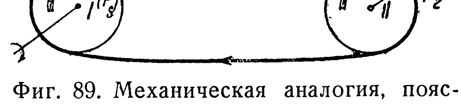
Формула (70,3) для этого случая покажет нам, что потери в роторе будут

$$V_2 = 0{,}5 P_s \approx 0{,}5 \cdot P_1,$$

т. е. что в этом случае потерянная мощность в роторе приблизительно будет составлять около $50\%$ от подведенной к статору мощности.

**§ 71. Механическая аналогия.** Представим себе механическое расположение, состоящее из двух шкивов одного и того же диаметра и ремня, через посредство которого вращение от „ведущего" шкива *I* передается шкиву *II*, „ведомому".

Предположим, что к **ведущему** шкиву *I* подводится механическая мощность $P_s$; вследствие скольжения ремня к **ведомому** шкиву *II* при этом будет подводиться меньшая мощность $P'_2$.




Фиг. 89. Механическая аналогия, поясняющая работу асинхронного двигателя.

Мощность $P_s$, подводимая к шкиву *I* (фиг. 89), соответствует мощности вращающегося потока в асинхронном двигателе, и мощность $P_2'$ на шкиве *II* соответствует мощности ротора асинхронного двигателя (не считая потери трения $V_\varrho$ в асинхронном двигателе).

Потеря мощности $P_s - P'_2$, идущая на скольжение ремня в механической схеме фиг. 89, соответствует джоулевым потерям в роторе асинхронного двигателя.

Для наглядности в нижеследующей таблице сопоставлены данные, характеризующие работу ременной передачи и асинхронного двигателя.

ТАБЛИЦА 9

| | Асинхронный двигатель | Ременная передача |
|---|---|---|
| Передача энергии от системы *I* к системе *II* происходит через посредство: | Вращающегося магнитного потока Ф | Ремня |
| Величина, характеризующая потери энергии: | Скольжение ($s$) ротора относительно вращающегося поля | Скольжение ремня относительно шкива |
| Потери энергии: | Потери в роторе $V_2 \equiv s$ | Потери на трение ремня $\equiv$ скольжение ремня |

*ГЛАВА X*

# КРУТЯЩИЙ МОМЕНТ

**§ 72. Полное выражение крутящего момента.** Если бы ротор асинхронного двигателя вращался синхронно с угловой скоростью $\omega_1$, развивая крутящий момент $M$, то мы имели бы следующее уравнение:

$$P_s = \omega_1 M, \tag{72,1}$$

где $P_s$ — мощность, подведенная к ротору вращающимся потоком; $P_s$ равно по числовой величине мощности, подведенной из сети, за вычетом потерь железа и меди в статоре (фиг. 88).

Из уравнения (72,1) мы можем найти величину крутящего момента

$$M = \frac{P_s}{\omega_1}. \tag{72,1'}$$

Обращаясь к векторной диаграмме фиг. 78, найдем величину $P_s'$, входящую в числитель выражения (72,1'),

$$P_s = m_2 \cdot E_2' I_2' \cdot \cos\varphi_2 = m_2 \cdot E_2 \cdot I_2 \cdot \cos\varphi_2;$$

подставляя это выражение в формулу (72,1'), найдем

$$M = \frac{m_2 \cdot E_2 \cdot I_2 \cdot \cos\varphi_2}{\omega_1}.$$

Последнюю формулу можно еще получить в другом виде, подставив в нее

$$E_2 = 4{,}44 \cdot k_2 \cdot f_1 \cdot w_2 \cdot \Phi \cdot 10^{-8}$$

и

$$\omega_1 = \frac{2\pi f_1}{p},$$

после чего наша формула примет следующий вид:

$$M = \frac{m_2 \cdot 4{,}44 \cdot k_2 \cdot f_1 \cdot w_2 \cdot \Phi \cdot 10^{-8} \cdot I_2 \cos\varphi_2}{\frac{2\pi \cdot f_1}{p}},$$

или

$$M = 7{,}1 \cdot m_2 \cdot I_2 \cdot k_2 \cdot w_2 \cdot p \cdot \Phi \cdot \cos \varphi_2 \cdot 10^{-6} \text{ kgm}. \qquad (72{,}2)$$

Из этой формулы следует, что крутящий момент двигателя пропорционален трем величинам:

$$M \equiv \Phi \cdot I_2 \cdot \cos \varphi_2. \qquad (72{,}2')$$

**§ 73. Величина крутящего момента, выраженная в „синхронных ваттах“ ($P_s$).** Мощность, передаваемая ротору вращающимся потоком $P_s$, как было выяснено выше, может быть выражена

$$P_s = \omega_1 \cdot M; \qquad (73{,}1)$$

так как угловая скорость вращающегося поля есть величина постоянная

$$\omega_1 = \text{const},$$

то из выражения (73,1) следует

$$P_s \equiv M. \qquad (73{,}1')$$

Таким образом мы видим, что момент вращения $M$ пропорционален мощности $P_s$, выраженной в ваттах. Так как согласно уравнению (73,1) мощность $P_s$ соответствует с и н х р о н н о й  у г л о в о й  с к о р о с т и $\omega_1$, то иногда момент $M$ согласно уравнению (72,1) условно обозначают в „синхронных ваттах“.

Если бы вместо асинхронного двигателя у нас был синхронный двухполюсный двигатель, вращающийся с угловой скоростью $\omega_1$, причем мощность вращающегося потока была бы равна $P_s$, то связь между величиной крутящего момента $M$, развиваемого таким двигателем, и между величинами $\omega_1$ и $P_s$ была бы такая же, как и для асинхронного двигателя согласно уравнению (72,1), т. е. в этом случае для синхронного двигателя мы имели бы

$$P_s = \omega_1 \cdot M.$$

Из векторной диаграммы на фиг. 78 (справа) и схемы замещения (фиг. 144) следует, что мощность, передаваемая вращающимся потоком ротору $P_s$, может также быть выражена следующим образом:

$$P_s = m_2 \frac{r_2}{s} I_2^2.$$

Между мощностью, подводимой к ротору вращающимся полем $P_s$, и крутящим моментом двигателя $M$ существует следующая зависимость:

$$P_s = \frac{n_1 M}{0{,}975},$$

где $n_1$ — синхронное число оборотов в минуту;
$M$ — крутящий момент в kgm;
$P_s$ — мощность вращающегося поля в ваттах.

**§ 74. Связь между величиной крутящего момента и джоулевыми потерями в обмотке ротора.** Согласно предыдущему крутящий момент может быть выражен

$$M = \frac{P_s}{\omega_1}. \qquad (72{,}1')$$

Припоминая на основании § 70, что потери на джоулево тепло в обмотке ротора равны

$$V_2 = s \cdot P_s,$$

мы можем подставить отсюда

$$P_s = \frac{V_2}{s}$$

в выражение (72,1′), после чего у нас получится

$$M = \frac{V_2}{s \cdot \omega_1}. \qquad (74,1)$$

Так как

$$V_2 = m_2 \cdot r_2 \cdot I_2^2,$$

то выражение (74,1) примет следующий вид:

$$M = \frac{m_2 \cdot r_2 \cdot I_2^2}{s \cdot \omega_1} \text{ джоулей.} \qquad (74,2)$$

Нами получена интересная зависимость.

Она показывает, что крутящий момент асинхронного двигателя прямо пропорционален джоулевым потерям в обмотке ротора и обратно пропорционален скольжению.

**§ 75. Пусковой момент.** Выше нами было получено следующее выражение для крутящего момента асинхронного двигателя

$$M = \frac{m_2 \cdot r_2 \cdot I_2^2}{s \cdot \omega_1}.$$

Если в этой формуле положить $s = 1$, у нас получится выражение для начального крутящего момента

$$M_k = \frac{m_2 \cdot r_2 \cdot I_2^2}{\omega_1}. \qquad (75,1)$$

Из этой формулы следует, что величина начального момента $M_k$ пропорциональна джоулевым потерям в роторе при пуске.

Таким образом для получения большого пускового момента $M_k$ требуется соответственное увеличение джоулевых потерь в цепи ротора.

Это увеличение потерь на практике осуществляется при посредстве так называемого пускового реостата, включаемого во время пуска в ход в цепь ротора.

Таким образом пусковой реостат в этом случае играет двойную роль: он способствует уменьшению пускового тока и создает в двигателе лучшие условия для образования высокого начального момента [1].

---

[1] Однако было бы ошибочно думать, что, включая в цепь ротора все бо́льшее и бо́льшее сопротивление, мы будем непрерывно получать все бо́льший пусковой момент.

Необходимо помнить, что при возрастании $r_2$ происходит одновременно уменьшение $I_2$.

Таким образом повышение пускового момента получается только до тех пор, пока возрастает произведение $mr_2 \, I_2^2$, т. е. пока возрастают джоулевы потери в роторе.

**§ 76. Зависимость величины крутящего момента от величины магнитного потока.** Полученному нами выше выражению вращающего момента

$$M = \frac{m_2 \cdot r_2 \cdot I_2^2}{s \cdot \omega_1} \qquad (76,1)$$

мы можем придать другой вид.

Для этой цели подставим в уравнение (76,1)

$$\omega_1 = \frac{2\pi \cdot f_1}{p};$$

$$I_2 = \frac{s \cdot E_2}{\sqrt{r_2^2 + (2\pi \cdot s \cdot f_1 \cdot L_2)^2}}$$

и

$$E_2 = \pi \cdot \sqrt{2} \cdot k_2 \cdot f_1 \cdot w_2 \cdot \Phi \cdot 10^{-8}.$$

После подстановки мы получим

$$M = \pi \cdot p \cdot m_2 \cdot k_2^2 \cdot w_2^2 \cdot \Phi \cdot 10^{-6} \cdot \frac{r_2 \cdot s \cdot f_1}{r_2^2 + (2\pi \cdot s \cdot f_1 \cdot L_2)^2}. \qquad (76,2)$$

Последнюю формулу можно несколько упростить, объединив все постоянные величины в один коэфициент $C$:

$$M = C \cdot \Phi^2 \cdot \frac{\left(\frac{r_2}{s}\right) \cdot f_1}{\left(\frac{r_2}{s}\right)^2 + (2\pi \cdot f_1 \cdot L_2)^2}. \qquad (76,3)$$

Полученное выражение показывает, что крутящий момент асинхронного двигателя изменяется прямо пропорционально квадрату потока

$$M \equiv \Phi^2.$$

**§ 77. Влияние напряжения $U$ на величину крутящего момента.** Выше (§ 73) мы видели, что момент вращения может быть выражен в „синхронных ваттах"

$$P_s = m_2 \frac{r_2}{s} I_2^2,$$

или

$$P_s = m_2 \frac{r_2'}{s} I_2'^2.$$

Пренебрегая величиной тока холостого хода, т. е. полагая $I_0 = 0$, мы получим $I_2' = I_1$ [1].

При этих условиях ток ротора двигателя будет

$$\dot{I}_2' = \frac{\dot{U}}{z_1 + z_2'},$$

где

$$z_1 = r_1 + jx_1$$

[1] При этих условиях на схеме замещения ветвь холостого хода $O$-$O$ должна быть перенесена к входным клеммам схемы (фиг. 145).

и

$$z'_2 = \frac{r'_2}{s} + jx'_2.$$

Таким образом найдем

$$\dot{I}'_2 = \frac{\dot{U}}{\left(r_1 + \frac{r'_2}{s}\right) + j(x_1 + x'_2)}.$$

Взяв модуль этого выражения, найдем

$$I'_2 = \frac{U}{\sqrt{\left(r_1 + \frac{r'_2}{s}\right)^2 + (x_1 + x'_2)^2}};$$

$$I'^2_2 = \frac{U^2}{\left(r_1 + \frac{r'_2}{s}\right)^2 + (x_1 + x'_2)^2}.$$

Найденную величину подставим в выражение для крутящего момента:

$$P_s = mI'^2_2 \frac{r'_2}{s},$$

после чего получим:

$$P_s = \frac{mU^2 \frac{r'_2}{s}}{\left(r_1 + \frac{r'_2}{s}\right)^2 + (x_1 + x'_2)^2} = \frac{mU^2 r'_2}{s\left[\left(r_1 + \frac{r'_2}{s}\right)^2 + (x_1 + x'_2)^2\right]}. \quad (77,1)$$

Последняя формула упростится, если приближенно принять $r_1 \approx 0$:

$$P_s = \frac{mU^2 r'_2}{s\left[\frac{r'^2_2}{s^2} + (x_1 + x'_2)^2\right]}. \quad (77,1')$$

При пуске в ход, когда ротор неподвижен, мы имеем $s = 1$.

Величина пускового момента (выраженного в „синхронных ваттах") на основании уравнения (77,1) будет

$$P_{sk} = \frac{mU^2 r'_2}{(r_1 + r'_2)^2 + (x_1 + x'_2)^2}. \quad (77,2)$$

Из уравнений (77,1) и (77,2) следует

$$P_s \equiv U^2;$$

$$P_{sk} \equiv U^2.$$

Последнее указывает на то, что крутящий момент асинхронного двигателя изменяется прямо пропорционально **квадрату напряжения на зажимах.**

**§ 78. Максимальная величина крутящего момента.** Найдем величину скольжения $s_m$, при котором мотор развивает максимальный момент $P_s = P_{s_{max}}$.

Для этой цели знаменатель выражения (77,1) продиференцируем по $s$ и приравняем результат нулю

$$r_1^2 + \frac{r_2'^2}{s^2} + (x_1 + x_2')^2 = 0.$$

Отсюда найдем искомую величину

$$s = s_m = \frac{r_2'}{\sqrt{r_1^2 + (x_1 + x_2')^2}}. \qquad (77,3)$$

Полагая для упрощения $r_1 \approx 0$, найдем

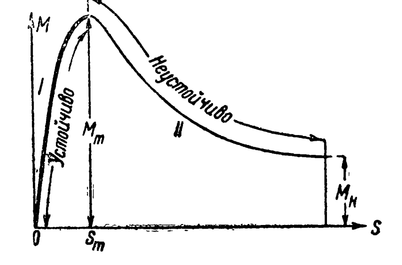
$$s_m \approx \frac{r_2'}{x_1 + x_2'}. \qquad (77,4)$$

Подставив в формулу для крутящего момента выражение для $s_m$, найдем величину максимального момента вращения в „синхронных ваттах":

$$P_{s\,\max} = \frac{mU^2}{2\left[r_1 + \sqrt{r_1^2 + (x_1 + x_2')^2}\right]^2}. \qquad (77,5)$$

Полагая для упрощения $r_1 \approx 0$, найдем

$$P_{s\,\max} = \frac{mU^2}{2\,(x_1 + x_2')}. \qquad (77,5')$$



Фиг. 90. Кривая зависимости крутящего момента в функции скольжения.

На фиг. 90 показана кривая зависимости крутящего момента $M$ от скольжения $s$. Ясно, что чем больше $x_1$ и $x_2$, тем меньше получается $M_{\max}$.

Таким образом мы видим, что двигатели с большим магнитным рассеянием в пазах ротора не только будут работать с низким $\cos\varphi$ и что такие двигатели, кроме того, будут иметь малую величину предельного момента вращения $M_{\max}$.

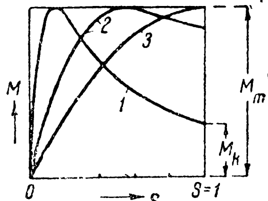
Поэтому при проектировании новых двигателей обычно придают такую форму пазам ротора, при которой, с одной стороны, получается не особенно высокая величина реактанца $x_2$ и, с другой стороны, величина магнитного сопротивления для силового потока в воздушном промежутке получается не особенно высокой [1]. Для удовлетворения этих двух противоречащих друг другу требований в роторе асинхронных двигателей применяют обычно полузакрытые пазы.

**§ 79. Влияние величины активного сопротивления цепи ротора на величину пускового момента.** Величина активного сопротивления ротора $r_2$ влияет не на величину $M_{\max}$, но на величину того скольжения, при котором получается максимальный момент.

[1] Во избежание чрезмерного возрастания тока холостого хода $I_0$.

Как показывает формула (77,3), при возрастании $r_2$ происходит также соответственное увеличение $s_m$; это значит, что при увеличении активного сопротивления ротора (благодаря, например, включению реостата) та скорость мотора, при которой получается максимальный момент, уменьшается.

Можно найти такую величину активного сопротивления цепи ротора $r_2$, при которой максимальный момент $M_{max}$ получится в самый момент пуска, т. е. при которой пусковой момент будет равен максимальному.




Фиг. 91. Кривые зависимости крутящего момента $M$ от скольжения $s$ при различных соотношениях $x_2$ и $r_2$.

Для того чтобы найти величину этого сопротивления $r_2$, необходимо в формуле (77,4) [1] сделать подстановку $s_m = 1$, после чего у нас получится

$$r_2' = x_1 + x_2'.$$

Таким образом выбрав величину пускового сопротивления реостата такой, чтобы суммарное активное сопротивление цепи фазы ротора $r_2'$ равнялось сумме реактивных сопротивлений при неподвижном двигателе фаз статора и ротора $(x_1 + x_2')$ мы добьемся того, что двигатель будет брать с места при максимальном моменте вращения (фиг. 91, кривая *3*).

**§ 80. Форма кривой крутящего момента.** Если построить уравнение (77,1) [2] по точкам, то получится кривая зависимости величины крутящего момента от скольжения, подобная изображенной на фиг. 90.

Из фиг. 90 мы видим, что кривая моментов состоит из двух частей: устойчивой *I* (показано на фиг. 90 жирными линиями) и неустойчивой *II*.

При работе двигателя по кривой *I* в случае возрастания скольжения $s$ (т. е. понижения числа оборотов в минуту двигателя) происходит соответственное увеличение момента вращения $M$.

Наоборот, при работе двигателя по кривой *II* происходит следующее: при возрастании $s$ (т. е. при уменьшении числа оборотов в минуту) происходит не увеличение, как раньше, но уменьшение величины крутящего момента; это указывает на то, что в этой части кривой *II* двигатель устойчиво работать не может.

Обычно в среднем максимальный момент вращения $M_{max}$ колеблется в пределах от 2 до 3 от нормального момента $M_{норм}$, развиваемого при нормальной работе двигателя.

**§ 81. Связь между $M_{max}$, $M$ и скольжением $s$.** Выше нами были получены формулы

$$P_s = \frac{mU^2 r_2'}{s\left[\left(\frac{r_2'^2}{s^2}\right)^2 + (x_1 + x_2')^2\right]}, \qquad (77,1')\ [3]$$

$$P_{s\,m} = \frac{mU^2}{2\,(x_1 + x_2')}. \qquad (77,5')$$

---

[1] См. § 78 этой главы.

[2] См. § 77 этой главы.

[3] Для наглядности в этих формулах, дающих величину момента в „синхронных ваттах“, момент обозначен не через $P_s$, а через $M$.

Деля одно выражение на другое, найдем

$$\frac{P_s}{P_{sm}} = \frac{M}{M_{max}} = \frac{2r_2'(x_1 + x_2')}{s\left[\left(\frac{r_2'}{s}\right)^2 + (x_1 + x_2')^2\right]}.$$

Из уравнения (77,1), полученного нами выше, найдем

$$s_m = \frac{r_2'}{x_1 + x_2'}, \tag{77,4}$$

$$x_1 + x_2' = \frac{r_2'}{s_m}. \tag{81,1}$$

Подставляя (77,4), (81,1) в выражение отношения моментов, найдем окончательно

$$\frac{M}{M_{max}} = \frac{2}{\frac{s_m}{s} + \frac{s}{s_m}}. \tag{81,2}$$

Это уравнение связывает величину момента вращения $M$ при данном скольжении $s$, с одной стороны, и максимальный момент $M_{max}$ с соответствующим ему скольжением $s_m$ — с другой.

Из уравнения (81,2) получается ряд следующих, описанных ниже весьма интересных следствий.

Пусковой момент $M_k$ может быть найден из уравнения (81,2), если в это уравнение подставить $s = 1$ и $M = M_k$:

$$\frac{P_s}{P_{sm}} = \frac{M_k}{M_{max}} = \frac{2}{s_m + \frac{1}{s_m}}. \tag{81,3}$$

Это уравнение дает возможность найти отношение между пусковым моментом $M_k$ и максимальным моментом $M_{max}$, если нам известна величина скольжения $s_m$, соответствующая максимальному моменту вращения $M_{max}$.

Пример. Предположим, что максимальный момент вращения $M_{max}$ какого-либо двигателя получается при скольжении $s_m = 10\%$, или $s_m = \frac{1}{10}$.

Применив формулу (81,3), мы получим

$$\frac{M_k}{M_{max}} = \frac{2}{s_m + \frac{1}{s_m}} = \frac{2}{\frac{1}{10} + \frac{1}{\left(\frac{1}{10}\right)}} = \frac{2}{10{,}1} = 0{,}182.$$

Полученный результат показывает, что при данных условиях начальный момент вращения $M_k$ будет составлять лишь 18,2% от максимального момента.

Если бы кривая моментов имела другое очертание так, что $s_m = 20\%$ или $s_m = \frac{20}{100} = \frac{1}{5}$, то мы получили бы

$$\frac{M_k}{M_{max}} = \frac{2}{0{,}2 + 5} = \frac{2}{5{,}2} = 0{,}385.$$

Наконец, если бы оказалось, что $s_m = 1$, то было бы

$$\frac{M_k}{M_{max}} = \frac{2}{1+1} = 1.$$

Последний случай наиболее выгоден в отношении пуска в ход, так как при этом пусковой момент равен максимальному.

**§ 82. Крутящий момент при малых скольжениях.** Посмотрим теперь, как будет изменяться момент $M$ в функции скольжения $s$ при нормальной работе двигателя (когда $s$ мало).

В последнем случае ($s$ — мало) в формуле

$$\frac{M}{M_{max}} = \frac{2}{\frac{s_m}{s} + \frac{s}{s_m}} \tag{81,2}$$

дробью $\frac{s}{s_m}$ по сравнению с $\frac{s_m}{s}$ можно пренебречь; тогда, полагая в вышенаписанной формуле $\frac{s}{s_m} = 0$, мы получим

$$\frac{M}{M_{max}} = \frac{2}{\frac{s_m}{s}} = \frac{2s}{s_m},$$

или

$$M \equiv s.$$

Последний результат нам говорит что зависимость между моментом $M$ и скольжением $s$ в рабочей части кривой носит приблизительно прямолинейный характер (фиг. 90, часть кривой $I$).

**§ 83. Зависимость крутящего момента от частоты $f_1$ тока, питающего двигатель, и омического сопротивления цепи ротора $r_2$.** Иногда встречаются установки с асинхронными двигателями, получающими питание от особых генераторов, частота которых может быть изменяема в широких пределах. Такие схемы, например, могут иметь место в судовых установках, при регулировке скорости моторов, вращающих винт, на тепловозах с электрической тягой и т. п. [1].

Поэтому является весьма интересным выяснить, как меняются свойства асинхронного двигателя при изменении числа периодов тока, питающего двигатель.

Если в уравнение (76,1) подставить значения $\omega_1$ и $I_2$, то будем иметь для начального крутящего момента выражение:

$$M_k = \frac{p \cdot m_2}{2 \cdot \pi} \cdot E_2^2 \cdot \frac{r_2}{f_1 [r_2^2 + (2 \cdot \pi \cdot f_1 \cdot L_2)^2]}. \tag{83,1}$$

Это уравнение показывает, что крутящий момент представляет собой некоторую функцию частоты $f_1$ тока, питающего двигатель,

$$M_k = F(f_1).$$

---

[1] Проф. М. П. Костенко, Работа многофазного асинхронного двигателя при переменном числе периодов, „Электричество“, № 2, 1925.

Попытаемся выяснить, какой вид будет иметь эта функция при разных условиях работы двигателя.

Предположим, что омическое сопротивление цепи ротора $r_2$ мало по сравнению с индуктивным сопротивлением $2 \cdot \pi \cdot f_1 \cdot L_2$; в этом случае мы можем положить

$$r_2 \approx 0,$$

после чего формула (83,1) упростится:

$$M_k \approx \frac{p \cdot m_2}{2 \cdot \pi} \cdot E_2^2 \cdot \frac{r_2}{f_1^3 \cdot (2\pi L_2)^2} = C \cdot \frac{r_2}{f_1^3}, \qquad (83,2)$$

где $C$ — постоянная, объединяющая все множители в вышенаписанном выражении за исключением $r_2$ и $f_1^3$.

Полученная зависимость (83,2) показывает, что при малых сопротивлениях цепи ротора $r_2$ начальный момент изменяется прямо пропорционально сопротивлению ротора $r_2$ и обратно пропорционально кубу частоты сети $f_1$.

Теперь рассмотрим другой случай, когда сопротивление цепи ротора $r_2$ относительно велико (например, благодаря включенному в цепь ротора добавочному сопротивлению).

В этом случае в формуле (83,1) мы можем по сравнению с величиной $r_2$ пренебречь величиной

$$(2\pi \cdot f_1 \cdot L_2)^2;$$

тогда вместо выражения (77,2) у нас получится более простое:

$$M_k \approx \frac{p \cdot m_2}{2\pi} \cdot E_2^2 \cdot \frac{1}{r_2 \cdot f_1} \equiv \frac{1}{r_2 \cdot f_1}. \qquad (83,3)$$

Это уравнение представляет собой большой интерес; оно говорит следующее: когда сопротивление цепи ротора $r_2$ относительно велико, то начальный крутящий момент изменяется обратно пропорционально первым степеням $r_2$ и $f_1$ [в противоположность данным формулы (83,2), в которой $r_2$ входит не в знаменатель, а в числитель].

Полученные результаты для наглядности можно сопоставить в виде следующей таблицы:

ТАБЛИЦА 10

| Сопротивление цепи ротора $r_2$ | $r_2$ — мало | $r_2$ — велико |
|---|---|---|
| Начальный момент $M_k \equiv$ | $\frac{r_2}{f_1^3}$ | $\frac{1}{r_2 \cdot f_1}$ |

**§ 84. Кривая начального момента вращения в функции сопротивления цепи ротора.** Предположим, что мы приключили к сети двигатель, ротор которого заторможен (неподвижен) и что мы при этом

производим изменение величины сопротивления реостата, включенного в цепь ротора. В этом случае при изменении величины сопротивления цепи ротора $r_2$ будет происходить соответственное изменение величины тока двигателя, а вместе с тем также изменение величины начального момента вращения $M_k$.

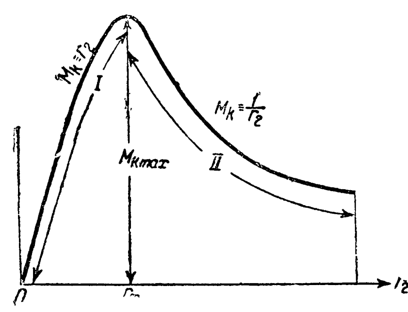
Интересно выяснить, какой вид имеет функция $M_k = F(r_2)$.

Для этой цели построим по точкам уравнение (83,1):

$$M_k = \frac{p \cdot m_2}{2\pi} \cdot E_2^2 \cdot \frac{r_2}{f_1 [r_2^2 + (2\pi \cdot f_1 \cdot L_2)^2]}. \qquad (83,1)$$

В этом случае у нас получится кривая (фиг. 92).

Как видно из этой фигуры, начальный момент вращения достигает максимального значения $M_{k\,\max}$ при некотором значении сопротивления $r_m$.




Фиг. 92. Кривые зависимости начального крутящего момента $M_k$ от активного сопротивления ротора $r_2$.

Исследуем уравнение (83,1), предполагая в нем переменными величинами только $r_2$ и $M_k$ и считая все остальные величины, входящие в это уравнение, постоянными.

В этом случае при малых значениях сопротивления $r_2$ на основании уравнения (83,1) найдем

$$M_k \equiv \frac{r_2}{f_1^3} \equiv r_2.$$

Отсюда видно, что при малых значениях $r_2$ крутящий момент $M_k$ возрастает прямо пропорционально $r_2$ (участок $I$ на кривой фиг. 92).

При относительно больших значениях сопротивления $r_2$ у нас [согласно уравнению (83,1)] получится другая зависимость.

$$M_k \equiv \frac{1}{f_1 \cdot r_2} \equiv \frac{1}{r_2};$$

последнее показывает, что в этом случае крутящий момент изменяется обратно пропорционально сопротивлению $r_2$ (участок кривой $II$, фиг. 92).

**§ 85. „Гистерезисный“ момент.** В железе ротора работающего асинхронного двигателя развиваются потери на гистерезис и токи Фуко.

Величина токов Фуко в роторе сильно ограничена тем, что ротор обычно набирается из листового железа, поверхность которого покрывается изолирующим слоем.

Величина потерь на гистерезис в роторе зависит от качества железных листов.

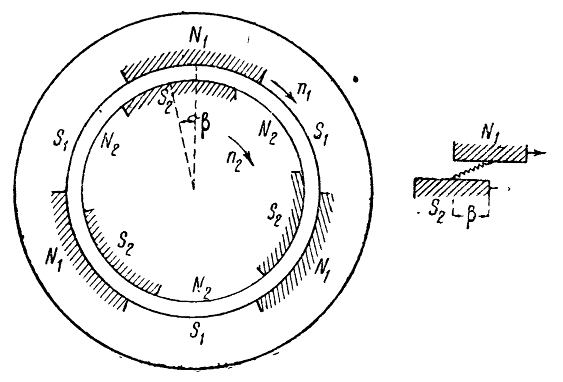
Как токи Фуко в железе ротора, так и гистерезис могут послужить причиной образования дополнительных полезных моментов вращения.

Если роль токов Фуко в железе ротора в смысле образования добавочного крутящего момента вполне ясна, то этого нельзя сказать про гистерезис и обусловленный им так называемый гистерезисный момент.

Для объяснения последнего явления на фиг. 93 представлен чертеж. На этой фигуре для наглядности полюса статора $N_1 - N_1 - N_1$ и соответственные противолежащие полюса ротора $S_2 - S_2 - S_2$ показаны заштрихованными.

Обращаясь к фиг. 93, необходимо представить себе, что полюса статора вращаются в пространстве с синхронной скоростью $n_1$ и что полюса ротора в пространстве вращаются с такой же синхронной скоростью, „скользя" относительно железа ротора со скоростью, соответствующей асинхронизму. Ротор при этом вращается в ту же сторону, что и вращающееся поле, но с меньшей скоростью $n_2$.

Если бы в роторе совершенно отсутствовали потери на гистерезис, то против середины полюсов статора $N_1 - S_1 - N_1 - S_1$... располагались бы точно соответственные середины полюсов ротора $N_2 - S_2 - N_2 - S_2$ (вызванные результирующими намагничивающими ампервитками). Благодаря явлению гистерезиса, однако, происходит о т с т а в а н и е  и  о с и  п о л ю с о в  р о т о р а $N_2 - S_2 - N_2 - S_2$ о к а з ы в а ю т с я  с м е щ е н н ы м и  н а  н е к о т о р ы й  у г о л $\beta$ в  с т о р о н у  о т с т а в а н и я  о т н о с и т е л ь н о  п о л ю с о в  с т а т о р а $N_1 - S_1 - N_1 - S_1$.




Фиг. 93. Чертеж, поясняющий возникновение „гистерезисного" момента.

Благодаря этому между полюсами статора $N_1$ и ротора $S_2$ появляется сила, которая создает дополнительный, так называемый „гистерезисный" момент $M_h$.

Если бы потерь на гистерезис в роторе не было, то мы бы имели $\beta = 0$ и „гистерезисного" момента не было бы.

„Гистерезисный" момент и „гистерезисный" угол $\beta$ не зависят от скорости ротора.

Если ротор двигателя будет приведен во вращение со скоростью выше синхронной (т. е. с „отрицательным" асинхронизмом), то направление и знак „гистерезисного" момента $M_h$ изменятся на обратное.

В этом случае „гистерезисный" момент $M_h$ будет уже не движущим моторным моментом, как раньше, а будет „генераторным" моментом.

Поэтому при переходе ротора через синхронную скорость происходит резкое скачкообразное изменение величины и направления „гистерезисного" момента и мы наблюдаем при этом скачок потребляемой мощности $\equiv 2M_h$. При н и ж е с и н х р о н н о й  с к о р о с т и ротора (когда $\beta > 0$) энергия, забираемая статорной обмоткой из сети, равна сумме потерь на вихревые токи и гистерезис в статоре $(P_{f_1} + P_{h_1})$ и мощности, передаваемой ротору, соответствующей моменту гистерезиса $P_{h_2}$,

$$P_{hf} = P_{f_1} + P_{h_1} + P_{h_2}.$$

В момент перехода ротора через синхронизм мощность, забираемая статором из сети, делает резкий скачок, равный $2P_{h_2}$; теперь забираемая из сети мощность равна

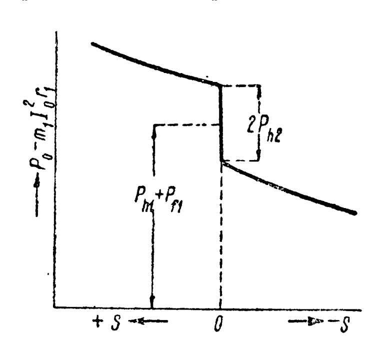
$$P'_{fh} = P_{f_1} + P_{h_1} - P_{h_2}.$$

Таким образом имеем

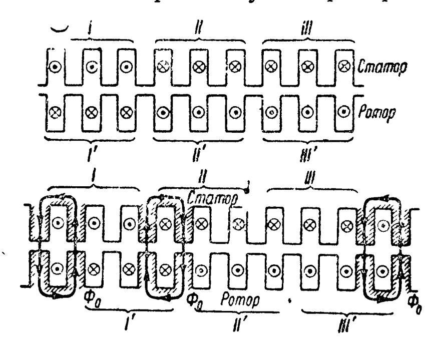
$$P_{fh} - P'_{fh} = 2P_{h_2}.$$

Приводя ротор (с разомкнутой обмоткой) во вращение с разной скоростью от вспомогательного двигателя, получим кривую, показанную на фиг. 93а.

„Гистерезисный" момент, развиваемый ротором, может быть в известных случаях настолько большим, что может быть достаточным для приведения во вращение вхолостую двигателя с разомкнутым ротором.




Фиг. 93а. Кривая для нахождения потерь на гистерезис.




Фиг. 94. Схема образования „местных" потоков.

**§ 86. Местные магнитные потоки и явления „прилипания".** Из предыдущего мы знаем, что статорная и роторная обмотки сообща создают вращающийся магнитный поток Ф. Кроме этого полезного потока Ф в асинхронном двигателе при известных условиях могут образоваться еще вредные, так называемые „местные" потоки $Ф_0$.

Эти потоки $Ф_0$ оказывают весьма нежелательное влияние на работу двигателя; в некоторых случаях они могут способствовать настолько резкому понижению величины пускового момента, что двигатель не сможет взять с места, даже будучи совершенно не нагружен.

Эти местные поля $Ф_0$ наиболее сильно могут развиться, когда ротор выполнен в виде беличьей обмотки и когда число пазов статора $z_1$ равно числу пазов ротора $z_2$.

Сказанное поясняет фиг. 94.

На этой фигуре схематически показаны пазы статора и ротора, когда $z_1 = z_2$.

При этом положение фаз статора отмечено цифрами *I—II—III* и положение фаз ротора цифрами *I'—II'—III'*.

На верхнем чертеже фиг. 94 показана картина токораспределения в статоре и роторе для того случая, когда угол сдвига фаз между токами статора и ротора равен в точности 180°.

На нижнем чертеже показана картина токораспределения для другого случая, который, главным образом, встречается на практике и которому соответствует угол сдвига фаз, меньший 180°.

Если бы токи ротора были смещены по фазе относительно токов статора на угол 180°, то м. д. с. статора была бы целиком скомпенсирована м. д. с. ротора, и в этом случае никаких „местных" полей не было бы (верхний чертеж фиг. 94).

Если же угол сдвига фаз между токами статора и ротора будет меньше 180°, то поясы токов $I - I'$, $II - II'$ и $III - III'$ сместятся друг относительно друга, в результате чего появятся „местные" поля $\Phi_0$ (нижний чертеж, фиг. 94).

При этом те зубцы статора и ротора, через которые замыкаются „местные" потоки $\Phi_0$, настолько сильно притягиваются друг к другу, что часто ротор двигателя, несмотря на существование вращающегося потока, не может повернуться и двигатель не может взять с места; в этом случае, как иногда говорят образно, произойдет „прилипание" ротора.

Для ясности на фиг. 94 зубцы статора и ротора, через которые замыкаются потоки $\Phi_0$, показаны заштрихованными.

Фиг. 95. Ротор с косо расположенными пазами.

Во избежание появления „местных" потоков $\Phi_0$ в настоящее время при расчете двигателя обычно стремятся к тому, чтобы было $z_1 \neq z_2$. Располагая пазы ротора „косо", т. е. под некоторым (небольшим) углом к оси двигателя, можно влияние вышеупомянутых „местных" полей $\Phi_0$ свести до минимума и устранить возможность появления „прилипания" ротора (фиг. 95).

**§ 87. Мощность ротора ($P_2'$) и скольжение ($s$).** Мощность, которую развивает ротор, можно выразить следующим образом:

$$P_2' = \omega_1 (1 - s) M,$$

где $M$ — вращающий момент;

$\omega_1$ — угловая скорость вращающегося поля;

$\omega_1 (1 - s)$ — угловая скорость ротора.

Преобразуем это выражение, подставив в него $\omega_1 = \frac{2\pi f_1}{p}$, после чего получим

$$P_2' = \frac{2\pi f_1}{p} \cdot (1 - s) \cdot M.$$

Подставив в это уравнение полученное выше [1] выражение

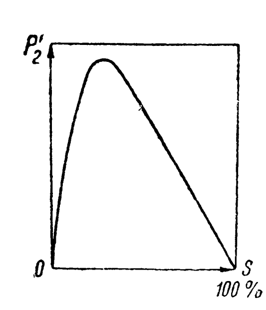
$$M = \frac{p \cdot m_2}{2\pi} \cdot E_2^2 \cdot \frac{r_2 \cdot s}{f_1 [(r_2)^2 + (2\pi s \cdot f_1 L_2)^2]},$$

[1] Уравнение 83,1.

найдем

$$P_2' = m_2 \cdot E_2^2 \cdot \frac{r_2 \cdot s(1-s)}{r_2^2 + (2\pi \cdot s \cdot f_1 \cdot L_2)^2}. \qquad (87,1)$$

Если иметь в виду только нормальную работу двигателя, когда скольжение $s$ мало, то в формуле (87,1) можно положить




Фиг. 96. Кривая зависимости мощности ротора $P_2'$ от скольжения $s$.

$$(1-s) \approx 1$$

и

$$(2\pi s \cdot f_1 L_2)^2 \approx 0,$$

после чего у нас получится

$$P_2' = m_2 \cdot E_2^2 \cdot \frac{r_2 \cdot s}{r_2^2} = m_2 \cdot E_2^2 \cdot \frac{s}{r_2}$$

или

$$P_2' = \text{const} \cdot \frac{s}{r_2}. \qquad (87,2)$$

На основании соотношения (87,2) мы видим, что при малых скольжениях мощность ротора (а следовательно, и мощность на валу) изменяется пропорционально скольжению $s$.

Таким образом, если, например, окажется, что скольжение двигателя увеличилось с 1 до 2%, то на основании уравнения (87,2) следует предположить, что и мощность на валу двигателя возросла вдвое.

Формула (87,2) справедлива только для небольших значений скольжений $s$.

Как показывает кривая фиг. 96, при больших нагрузках кривая $P_2'$ начинает загибаться книзу и пропорциональность между $P_2'$ и $s$ нарушается.

**§ 88. Зубцовые поля и влияние их на форму кривой крутящего момента и на шум машины.** *1. Зубцовые магнитные поля.* Действительные кривые крутящих моментов совпадали бы с кривыми, полученными из круговых диаграмм (согласно фиг. 90), только в том случае, если бы мы имели дело с синусоидальным распределением магнитной индукции в воздушном зазоре.

В действительности же мы имеем всегда дело с более или менее искаженными по форме кривыми магнитных полей.

Главной причиной искажения формы кривой магнитной индукции в воздушном зазоре являются зубцы статора и ротора.

Благодаря наличности зубцов кривая распределения магнитной индукции в воздушном зазоре теряет свой синусоидальный характер. На фиг. 97 представлена такая примерная кривая магнитной индукции—*III*. Если бы зубцов не было ни в статоре, ни в роторе, то мы бы имели синусоидальное распределение согласно кривой *I*. Благодаря наличию зубцов в статоре на основную гармонику *I* накладываются высшие гармоники *II*, вызванные зубцами, в результате чего получается кривая *III*.

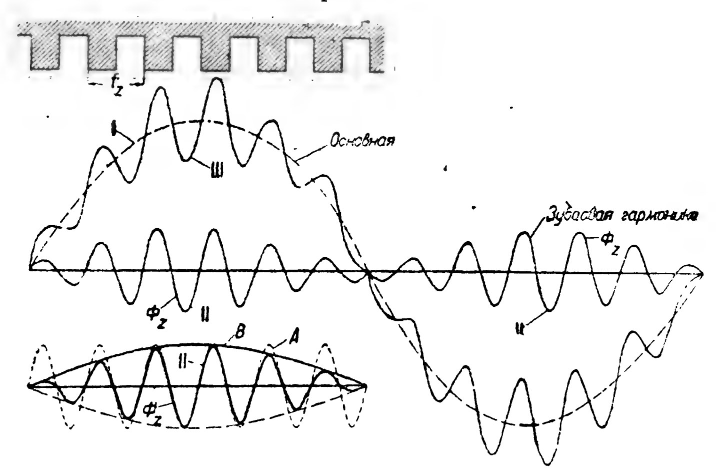
Фиг. 97 относится к тому случаю, когда зубцы имеются только в статоре и когда ротор имеет совершенно закрытые пазы.

При открытых (или полуоткрытых) пазах в роторе кривая магнитной индукции получается еще более сложной.

Из вышеизложенного видно, что при проектировании двигателя с короткозамкнутым ротором чрезвычайно важным является выбор надлежащего числа пазов в роторе и статоре.

При неправильном сочетании числа пазов статора и ротора в кривой магнитного потока появляются высшие гармоники, оказывающие вредное влияние на форму кривой крутящего момента двигателя при его разбеге.

2. *Крутящие моменты, создаваемые высшими гармониками.* Магнитные зубцовые поля вращаются в пространстве с меньшей скоростью, чем магнитные поля основной гармоники.




Фиг. 97. Зубцовые гармоники.

Число оборотов какого-нибудь поля $\nu$-го порядка, имеющего $\nu p$ пар полюсов, будет равно

$$n_\nu = \frac{60f}{\nu p} = \frac{n_1}{\nu}.$$

Таким образом, например в двухполюсном двигателе, для которого при $f = 50$, мы имеем $n_1 = 3\,000$ об/мин, найдем число оборотов в 1 мин. магнитного поля 7-го порядка:

$$\frac{3\,000}{7} = 429 \text{ об/мин.}$$

Крутящий момент, создаваемый двигателем, будет вообще складываться из крутящего момента, создаваемого основной гармоникой

$$M_1 = kB_1I_{21}\cos\varphi_1,$$

и из крутящих моментов высших гармоник порядка $\nu$, общее выражение которых дается в следующем виде:

$$M_\nu = k_1B_\nu I_{2\nu}\cos\varphi_\nu\ ^1.$$

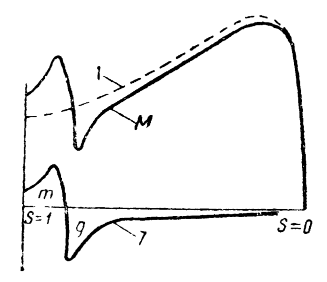
---

[1] В двух последних выражениях означают: $I_{21}$ — основная (первая) гармоника роторного тока, $I_{2\nu}$ — $\nu$-тая гармоника роторного тока.

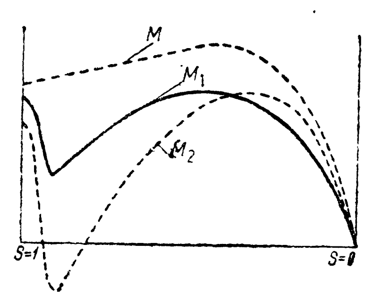
На фиг. 98 показана кривая изменения крутящего момента $M$ для двигателя с сильно развитыми зубцовыми полями, дающими гармонику 7-го порядка в кривой поля.

Если бы высших гармоник в кривой магнитного поля не было, то мы имели бы кривую моментов *I*. Благодаря наличности, однако, 7-й гармоники появляется дополнительный момент в виде кривой *7* (фиг. 98). При скорости ротора, меньшей чем $\frac{n_1}{7}$, дополнительный момент имеет положительное значение ($m$ на фиг. 98) и складывается с моментом от основной гармоники. При скорости ротора, равной $\frac{n_1}{7}$, ротор вращается синхронно с магнитным полем 7-й гармоники, и поэтому дополнительный момент при этих условиях равен нулю.

При скорости, большей $\frac{n_1}{7}$, получается генераторный тормозящий момент ($g$ — на фиг. 98).



Фиг. 98. Кривая изменения крутящего момента $M$ для двигателя с сильно развитой седьмой гармоникой.



Фиг. 99. Влияние зубцовых гармоник на кривые крутящих моментов.

Таким образом в результирующей кривой $M$ получается впадина, при достаточной глубине которой может случиться, что ротор при нагрузке машины не в состоянии будет развить нормальное число оборотов: произойдет „застревание“ ротора на скорости значительно меньше нормальной.

Эти высшие гармонические могут иногда получать такое большое значение, что кривая крутящих моментов при некоторых скоростях ротора будет лежать в области отрицательных ординат, как показано на фиг. 99 (кривая $M_2$). Такой двигатель не может самостоятельно раскрутиться до нормальной своей скорости и поэтому не может быть признан доброкачественным.

*3. Влияние числа зубцов ротора.* Мы видим из вышеизложенного, что в случае наличия зубцовых полей в кривой поля мы будем по существу иметь в одной машине не один, но как бы несколько двигателей: один двигатель с числом полюсов $2p$ и синхронной скоростью поля, равной $n_1$, и ряд других двигателей с числом полюсов $2p\nu$ и синхронными скоростями $n_1/\nu$, где $\nu$ — порядок высшей гармоники.

На фиг. 98 показана кривая крутящего момента $M$ при наличности высшей гармонической — 7-й.

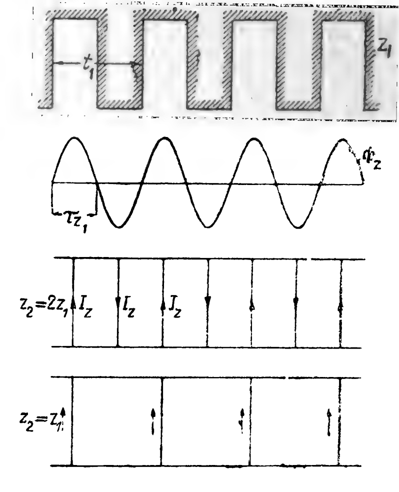
Однако известны случаи, когда появляются гармоники 13-я, 19-я и т. д.

Появление высших гармоник, искажающих кривую крутящих моментов, связано с тем или другим соотношением числа зубцов в статоре и роторе.

Опыт и теория показывают, что имеется возможность так подобрать число зубцов в статоре и роторе, при которых можно избежать искаженных форм кривой крутящих моментов.

На фиг. 100 изображена приближенная кривая зубцовых полей, накладывающаяся на основную гармонику (не показанную на фиг. 100).

Если в статоре двигателя число пазов будет равно $z_1$, а в роторе число пазов будет вдвое больше, чем в статоре, т. е. $z_2 = 2z_1$, то, как видно из фиг. 100, в этом случае в беличьем роторе появятся добавочные токи $I_z$, вызванные зубцовыми полями, которые будут стремиться затормозить ротор, который не сможет при этих условиях самостоятельно развернуться до нормальной скорости.



Фиг. 100. Кривая зубцовых полей.

Таким образом отсюда видно, что соотношение $z_2 = 2z_1$ является весьма неблагоприятным и должно поэтому быть избегаемо.

Если в роторе взять число пазов так, чтобы $z_2 = z_1$, в этом случае зубцовые потоки $\Phi_z$ не вызовут в обмотке ротора никаких добавочных токов, так как э. д. с., индуктированные в стержнях ротора, будут взаимно компенсированы, как показано стрелками на нижнем чертеже фиг. 100.

Таким образом на первый взгляд может показаться, что наиболее благоприятным соотношением зубцов статора и ротора с точки зрения хороших пусковых свойств является $z_2 = z_1$. Однако выполнение последнего условия приводит нас к конфликту с требованием устранения явления „прилипания“, которое резче всего появляется при $z_2 = z_1$.

Для выхода из этого затруднения приходится при выборе числа пазов в роторе руководствоваться целым рядом добавочных условий, о которых говорится ниже.

*4. Порядок высших зубцовых гармоник.* Рассмотрим кривую зубцовых полей $\Phi_z$, построенную на протяжении одного полюсного деления (фиг. 101).

Кривая изменения зубцового потока $\Phi_z$, изображенная выше, на фиг. 100, имеет грубо приблизительный характер. Действительная же кривая изменения зубцового потока $\Phi_z$ имеет другой вид, как показано на фиг. 101. Из этой фигуры видно, что амплитуда колебаний магнитной индукции достигает максимального значения в том месте, где магнитная индукция в воздушном зазоре основной гармоники достигает

максимального значения и постепенно уменьшается по мере приближения к тем местам воздушного зазора, где основная гармоника переходит через нулевое значение.

Таким образом кривая изменения $\Phi_z$ в действительности имеет характер кривой „биения" или „интерференционной" кривой.

Такая кривая, как известно, может быть представлена как результат сложения ординат двух синусоидальных кривых разной периодичности, вращающихся в пространстве в противоположные стороны.

Обозначив через $\nu_z'$ и $\nu_z''$ порядок этих двух синусоид, найдем число оборотов этих двух вращающихся в противоположные стороны синусоид:

$$n_z' = \frac{n_1}{\nu_z'} \quad (\text{„прямое" поле}),$$

$$n_z'' = \frac{n_1}{\nu_z''} \quad (\text{„инверсное" поле}).$$

При этом порядок гармоник будет

$$\nu_z' = \frac{z_1}{p} + 1 = 2mq + 1,$$

$$\nu_z'' = \frac{z_1}{p} - 1 = 2mq - 1.$$

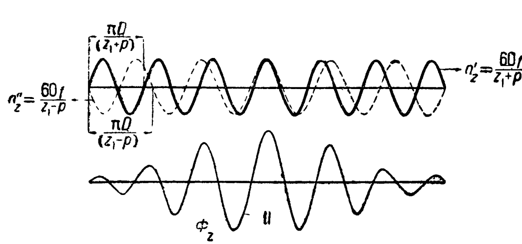
Таким образом найдем

$$n_z' = \frac{n_1}{\frac{z_1}{p} + 1} = \frac{60f}{z_1 + p} \quad (\text{„прямое" поле}),$$

$$n_z'' = \frac{n_1}{\frac{z_1}{p} - 1} = \frac{60f}{z_1 - p} \quad (\text{„инверсное" поле}).$$

5. *Полюсное деление зубцовых гармоник.* Если бы кривая зубцового поля $\Phi_z$ имела характер синусоиды с постоянной амплитудой, как показано на фиг. 100, то величину полюсного деления $\tau_{z1}$, „зубцовой" кривой мы нашли бы равной половине зубцового деления $t_1$:

$$\tau_{z1} = \frac{t_1}{z} = \frac{\pi D}{2z_1}. \quad (88,1)$$




Фиг. 101. „Интерференционная" кривая сложения „прямой" и „обратной" гармоник.

Однако, как было сказано, кривая зубцового потока $\Phi_z$ на самом деле имеет более сложную форму, чем на фиг. 100, представляя собой „интерференционную" кривую фиг. 101, которая в свою очередь может быть рассматриваема как результат

сложения двух бегущих в противоположные стороны гармоник — „прямой“ и „инверсной“. Найдем полюсные деления этих гармоник:

$$\tau_z' = \frac{\tau}{\nu_z'},$$

$$\tau_z'' = \frac{\tau}{\nu_z''}.$$

Порядок этих гармоник равен

$$\nu_z' = \frac{z_1}{p} + 1 \quad \text{и} \quad \nu_z'' = \frac{z_1}{p} - 1$$ [1].

Имея в виду соотношения

$$\tau = \frac{\pi D}{2p},$$

$$\tau_{z1} = \frac{\pi D}{2z_1},$$

найдем

$$\tau_z' = \frac{\tau}{\nu_z'} = \frac{\tau}{\frac{z_1}{p} + 1} = \frac{\tau p}{z_1 + p} = \frac{\pi D}{2(z_1 + p)}. \qquad (88,2)$$

Таким же образом получим

$$\tau_z'' = \frac{\pi D}{2(z_1 - p)}. \qquad (88,3)$$

На основании (88,1) последние выражения перепишем:

$$\tau_z' = \tau_{z1}\frac{z_1}{z_1 + p} \quad (\text{„прямое“ поле}),$$

$$\tau_z'' = \tau_{z1}\frac{z_1}{z_1 - p} \quad (\text{„инверсное“ поле}).$$

Для наглядности все полученные выше соотношения сопоставлены в табл. 11.

ТАБЛИЦА 11

| | | | |
|---|---|---|---|
| „Прямое“ поле | $\nu_z' = \frac{z_1}{p} + 1 = 2mq + 1$ | $n_z' = \frac{n_1}{\nu_z'} = \frac{n_1}{\left(\frac{z_1}{p} + 1\right)}$ | $\tau_z' = \frac{\pi D}{2(z_1 + p)} = \tau_{z1}\frac{z_1}{z_1 + p}$ |
| „Инверсное“ поле | $\nu_z'' = \frac{z_1}{p} - 1 = 2mq - 1$ | $n_z'' = \frac{n_1}{\nu_z''} = \frac{n_1}{\left(\frac{z_1}{p} - 1\right)}$ | $\tau_z'' = \frac{\pi D}{2(z_1 - p)} = \tau_{z1}\frac{z_1}{z_1 - p}$ |

[1] См. статью Моллера (Möller) в „Archiv für Elektrotechnik.“ — „Ueber Drehmomente beim Aulauf von Drehstrommotoren mit Köfigaukern“.

Предполагая $m = 3$, найдем на основании вышеприведенных формул порядок высших гармоник для разных значений $q$:

| | $q$ | 1 | 2 | 3 | 4 |
|---|---|---|---|---|---|
| „Прямое" поле | $\nu_z'$ | 7 | 13 | 19 | 25 |
| „Инверсное" поле | $\nu_z''$ | 5 | 11 | 17 | 23 |

На основании этой таблицы следует, что „прямая" гармоника поля статора с полюсным делением, равным $\frac{\pi D}{2(z_1 + p)}$, не будет наводить в проводах ротора никаких э. д. с., при условии, что число пазов в роторе равно $z_2 = z_1 + p$.

Таким образом ясно, что те двигатели, у которых в роторе будет число пазов $z_2 = z_1 + p$, будут иметь кривые моментов, неиспорченные зубцовыми гармониками.

Желательно, однако, выбирать $z_2$ немного больше[1] (для уменьшения реактанца магнитного рассеяния беличьей клетки и во избежание появления так называемых синхронных тормозящих моментов при разбеге) согласно уравнению

$$z_2 \approx 1{,}25\ (z_1 + p).$$

Для уменьшения реактанца роторной обмотки можно в случае необходимости отступать от этого правила, выбирая согласно Моллеру большее число пазов в роторе, однако, с таким расчетом, чтобы

$$z_2 < (1{,}7 - 1{,}8)\, z_1.$$

*6. Синхронный момент, вызываемый высшими гармониками.* Опыт показывает, что при известном соотношении числа пазов в статоре и числа пазов ротора в виде беличьей обмотки ротор может устойчиво вращаться с синхронно-постоянной скоростью, меньшей, чем скорость вращающегося потока основной гармоники.

Как показывает теория, в кривой распределения магнитной индукции вращающегося потока, создаваемого трехфазной обмоткой, обычно имеется ряд высших гармонических, нечетных и неделящихся на 3. При этом гармоники порядка 7-го, 13-го, 19-го и т. д. дают потоки, вращающиеся в положительную сторону, и гармоники 5-я, 11-я, 17-я и т. д. дают потоки, вращающиеся в сторону, противоположную вращению первой гармоники (так называемые „инверсные" поля).

Гармоники поля одного и того же порядка в статоре и роторе при определенных скоростях могут вступить во взаимодействие, в результате чего может

[1] См. статью Б. П. Апарова, „Электричество" № 8, 1932.

появиться при этих скоростях синхронизирующий момент.

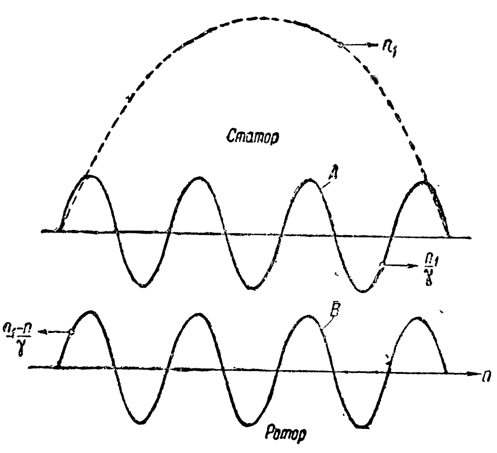
Сказанное поясняет фиг. 102.

На этой фигуре изображены основная гармоника потока, вращающаяся со скоростью, равной $n_1$, и одна из высших гармоник, имеющая в $\nu$ раз больше полюсов: она вращается со скоростью, равной $\frac{n_1}{\nu}$, т. е. со скоростью в $\nu$ раз меньшей, где $\nu$ — порядок гармоники (кривая $A$ на фиг. 102).

Предположим, что ротор вращается со скоростью $n$, меньшей, чем скорость вращающегося потока основной гармоники $n_1$. Тогда частота токов, индуктированных в роторе, будет пропорциональна разности

$$n_1 - n.$$

С такой скоростью, равной $n_1 - n$, будет перемещаться относительно ротора основная гармоника м. д. с., созданной токами ротора (эта 1-я гармоника на фиг. 102 не показана). Остановим наше внимание на какой-нибудь из гармоник ротора $\nu$-го порядка, имеющей в $\nu$ раз больше полюсов и перемещающейся относительно ротора со скоростью $\frac{n_1 - n}{\nu}$ в сторону, противоположную вращению ротора (кривая $B$ на фиг. 102).



Фиг. 102. Чертеж, поясняющий возникновение синхронных моментов от зубцовых гармоник.

Как видно из фиг. 102, эта гармоника ротора $B$ перемещается относительно проводов ротора со скоростью $\frac{n_1 - n}{\nu}$, а сам ротор перемещается в противоположную сторону со скоростью $n$; таким образом скорость в пространстве рассматриваемой здесь гармоники $B$ будет равна разности

$$n - \frac{n_1 - n}{\nu}.$$

При неподвижном двигателе (когда $n = 0$) гармоника $B$, [как показывает вышеописанное выражение, будет вращаться в пространстве со скоростью $\frac{n_1}{\nu}$. При синхронной скорости (т. е. когда $n = n_1$) гармоника $B$ в пространстве будет вращаться со скоростью, равной $n_1$.

Отсюда видно, что гармоника $B$ ротора вообще вращается в пространстве со скоростью, отличной от скорости гармоники $A$ статора.

Однако есть число оборотов ротора $n$, при которых скорости кривых $A$ и $B$ в пространстве будут одинаковыми. Это условие математически может быть выражено следующим образом:

$$\frac{n_1}{\nu} = n - \frac{n_1 - n}{\nu}.$$

Из последнего уравнения найдем

$$n = \frac{2n_1}{1+\nu} = \frac{n_1}{\frac{1+\nu}{2}} = \frac{n_1}{k},$$

где

$$k = \frac{1+\nu}{2}.$$

Предположим для примера, что в кривой магнитного потока имеются гармоники порядка $\nu = 7$, 13 и 19.

Подставляя эти значения в последнюю формулу, найдем для разных гармоник соответственно:

$$k = \frac{1+\nu}{2} = \frac{1+7}{2} = 4;$$

$$k = \frac{1+\nu}{2} = \frac{1+13}{2} = 7;$$

$$k = \frac{1+19}{2} = 10.$$

Отсюда следует, что при достаточно резко выраженных зубцовых полях ротора для какого-нибудь двигателя возможно ожидать „застревания“ ротора на следующих синхронных скоростях:

$$n = \frac{n_1}{4};$$

$$n = \frac{n_1}{7};$$

$$n = \frac{n_1}{10}.$$

Отсюда видно, что 7-е гармоники статора и ротора „сцепляются“ друг с другом при скорости $\frac{n_1}{4}$, 13-е гармоники „сцепляются“ при скорости $\frac{n_1}{7}$ и т. д.

Таким образом из этого рассмотрения явствует, что при известных условиях обычный асинхронный двигатель может представлять собой соединение в одно целое собственно асинхронной машины основной частоты и весьма большого числа синхронных и асинхронных машин, обтекаемых токами высших гармоник.

Синхронное „застревание“ относится к вредным явлениям, так как, затрудняя раскручивание двигателя, может создать неблагоприятные условия при пуске.

Попытаемся найти ответ на вопрос, какие условия способствуют в максимальной степени образованию „синхронного застревания“?

Выше было написано выражение для определения порядка высших гармоник в статоре:

$$\nu_{zs} = \frac{z_1}{p} \pm 1$$

(здесь верхний знак относится к „прямому“ полю, а нижний — к „инверсному“).

Для ротора можно написать такое же выражение

$$\nu_{zr} = \frac{z_2}{p} \pm 1.$$

Наилучшие условия для появления „синхронного застревания“ получаются при совпадении порядка гармоник, т. е. когда

$$\nu_{zs} = \nu_{zr},$$

$$\frac{z_1}{p} \pm 1 = \frac{z_2}{p} \pm 1. \qquad (88,4)$$

Из этого уравнения получаются следующие решения:

$$z_2 - z_1 = 0;$$

$$z_2 - z_1 = 2p;$$

$$z_2 - z_1 = -2p.$$

Опасными являются не только те соотношения между числом зубцов в статоре и роторе, которые получаются из вышеописанных уравнений.

Опыт показывает, что опасными являются также и соотношения, которые получаются из уравнения

$$x_1 z_1 - x_2 z_2 = \pm 2p;$$

в последнем уравнении следует поставить [1]

$$x_1 = x_2 = 1 \text{ или } 2;$$

подставив $x = 2$, находим еще новое условие

$$z_1 - z_2 = \pm p.$$

Резюмируя все сказанное, еще раз напишем здесь соотношения, из которых получаются запретные числа пазов:

$$z_2 - z_1 = 0;$$

$$z_2 - z_1 = \pm 2p;$$

$$z_2 - z_1 = \pm 1p.$$

7. *Форма кривых крутящих моментов.* Выше было выяснено, что зубцовые гармоники могут вызвать паразитные крутящие моменты, которые при разбеге двигателя могут создать большие затруднения и могут вызвать значительные искажения кривой крутящих моментов от основной гармоники вращающегося поля.

[1] Здесь $x$ — целое число.

Выше было также выяснено, что следует различать „асинхронные“ и „синхронные“ паразитные моменты.

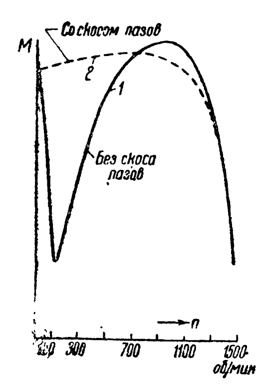
Для иллюстрации влияния „асинхронного“ паразитного момента на фиг. 104 в виде примера показана кривая изменения крутящего момента при разных числах оборотов двигателя, имеющего в статоре катушечную обмотку с $q = 2$.

Для такой обмотки порядок зубцовой гармоники будет

$$\nu_z = 2mq + 1 = 2 \cdot 3 \cdot 2 + 1 = 13.$$

Поэтому в такой машине можно ожидать в кривой крутящих моментов „провала“ при скорости, равной

$$\frac{1\,500}{13} = 115{,}4 \text{ об/мин.}$$




Фиг. 103. Влияние скоса пазов на форму кривой крутящих моментов.

Паразитный синхр. момент
M
Паразитный синхр. мо. мент
Тормоз
Мотор
−188
375
Число обор в мин.
1500

Фиг. 104. Паразитный синхронный момент.

На опыте такой „провал“ был действительно обнаружен, как показывает кривая *1* фиг. 103, снятая для одного экспериментального двигателя.

Если двигатель выполнить со скосом пазов в роторе, то вместо кривой *1* получится кривая *2*, в которой „провал“ уже будет отсутствовать.

Для иллюстрации влияния „синхронного“ паразитного момента на форму кривой крутящих моментов на фиг. 104 показана кривая крутящих моментов, снятая для двигателя имеющего в статоре $z_1 = 36$ пазов и в роторе $z_2 = 16$ пазов.

Как видно из этой фиг. 104, при моторном режиме благодаря „синхронному“ паразитному моменту может произойти „застревание“ ротора на скорости 375 об/мин (что соответствует $^1/_4$ синхронной орости при разгоне двигателя и пуске в ход).

ск При тормозном режиме, как видно из фиг. 104, такое же „застревание“ ротора может произойти на постоянной скорости в 188 об/мин.

*8. Шум в асинхронных машинах.* При вращении ротора асинхронной машины, зубцы его перемещаются относительно неподвижных зуб-

цов статора, вследствие чего в воздушном зазоре возникают пульсации магнитного потока.

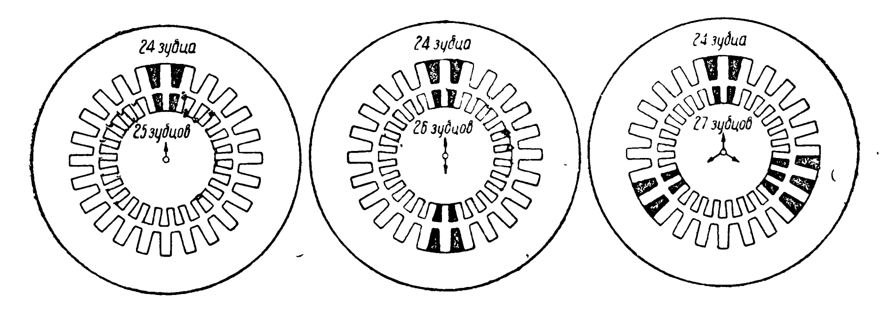
Эти пульсации потока вызывают резкие периодические изменения величины магнитной индукции в зубцах статора и ротора.

Благодаря периодическому изменению объемных размеров зубцов, вызванному изменением магнитной индукции в зубцах (магнитострикционные явления), может возникнуть шум, гудение или „пение“ асинхронных двигателей.

Этот шум, главным образом, вызывается чрезмерным магнитным насыщением зубцов двигателей и может быть ослаблен при уменьшении магнитного насыщения.

Шум может быть также вызван радиальной и тангенциальной вибрацией зубцов статора и ротора.

В особенности резкие тангенциальные колебания зубцов возникают при появлении „синхронных“ моментов, вызванных зубцовыми гармониками, о чем говорилось выше.




Фиг. 105. Чертеж, поясняющий причину возникновения шума в двигателях.

Поэтому следует при проектировании машины избегать таких соотношений между числом зубцов статора $z_1$ и ротора $z_2$, при которых получается $z_1 = z_2$ или $z_1 - z_2 = \pm 2p$, или $z_1 - z_2 = \pm p$.

Есть еще другая причина шума:

Радиальные силы, вызывающие одностороннее притяжение ротора к статору, могут послужить причиной сильных вибраций ротора и шума двигателя.

О существовании односторонних радиальных сил притяжения, действующих на ротор, можно получить представление на основании фиг. 105, где слева изображен статор с числом зубцов $z_1 = 24$ и ротор с $z_2 = 25$.

При условиях этой фигуры для данного положения зубцов ротора относительно зубцов статора появится наибольшая сила притяжения между двумя зубцами статора и ротора с совпадающими осями (заштрихованными на фиг. 105).

Вследствие этого возникает одностороннее радиальное притяжение ротора к статору.

При вращении ротора направление этой радиальной силы будет также изменяться, что вызовет механические вибрации всего тела ротора и как следствие — шум машины.

Если скорость вращения в пространстве радиальной силы такова, что она попадает в резонанс с собственными упругими колебаниями вала ротора, могут возникнуть настолько сильные вибрации ротора, что последний начнет задевать железо статора, что сделает работу двигателя невозможной.

Поэтому при проектировании асинхронных двигателей с короткозамкнутым ротором следует избегать таких чисел зубцов в роторе, при которых получается $z_2 - z_1 = \pm 1$.

Однако с точки зрения возможности вибрации ротора и шума являются также опасными и другие сооружения зубцов статора и ротора, при которых получатся $z_1 - z_2 = \pm 2$, или $z_1 - z_2 = \pm 3$.

Как видно из среднего рисунка фиг. 105 при $z_1 - z_2 = \pm 2$ возникают в зазоре две зоны радиальных сил (соответственные зубцы для наглядности заштрихованы).

При $z_1 - z_2 = \pm 3$ появляется три зоны радиальных сил (см. правый чертеж на фиг. 105).

Возникающие при неблагоприятном сочетании зубцов статора и ротора радиальные силы подвергают периодической деформации не только железо ротора, но и железо статора двигателя, причем особенно сильными эти деформации получаются при $z_1 - z_2 = \pm 1$ или $z_1 - z_2 = \pm 2$.

Как показывает детальное изучение этого вопроса,[1] во избежание шума следует избегать следующих соотношений между числами зубцов статора и ротора:

$$z_2 - z_1 = \pm 2p \mp 1;$$
$$z_2 - z_1 = \pm 2p \mp 2;$$
$$z_2 - z_1 = \pm 2p \mp 3;$$
$$z_2 - z_1 = \pm 2p \mp 4.$$

Опыт показывает, что двигатели „шумят" также в том случае, когда в статоре обмотка выполнена с дробным числом пазов на полюс и фазу (т. е. когда имеется $q_1 = 2^1/_2$, $3^1/_2$, $4^1/_2$ и т. д.) или когда беличья обмотка ротора имеет нечетное число проводов $z_2$.

Поэтому при проектировании двигателя следует брать в короткозамкнутом роторе $z_2$ — четное, а также избегать в статоре дробных значений $q_1$.

9. *Общие замечания относительно выбора числа пазов в короткозамкнутом роторе.* а) Вследствие влияния зубцовых потоков, как было выяснено выше, возможно „застревание" ротора на скорости, равной

$$\frac{n_1}{\frac{z_1}{p} + 1}.$$

Это „застревание" исчезает при $z_2 = z_1 + p$ и достигает максимального значения при $z_2 = 2z_1$.

Поэтому следует избегать двойного (или близкого к нему) числа пазов в роторе по сравнению со статором.

[1] См. проф. Б. П. Апаров, Машины переменного тока. т. I, стр. 224; R. Richter „Elektrische Maschinen", т. IV, стр. 206; Möller, „Archiv für Elektrotechnik", Bd. 24 (1930), S. 401, 900.

б) Следует избегать в короткозамкнутом роторе нечетного числа пазов $z_2$, при котором часто наблюдается „гудение“ двигателя, вызванное несимметричностью результирующей зубцовых полей статора и ротора [1].

в) Точно так же следует избегать всякой несимметричности в обмотке статора (таким образом по возможности следует избегать катушечной обмотки с дробным числом пазов на полюс и фазу).

г) Скверный разбег двигателя получается при числе пазов в роторе, отличающемся от числа пазов статора на $2p$, т. е. когда $z_1 - z_2 = \pm 2p$. Как показывает опыт, при таких соотношениях зубцов двигатель не разбегается до нормальной скорости и „застревает“ на низкой скорости, причем благодаря своеобразному взаимодействию между зубцовыми потоками ротор вращается при этом с синхронно-постоянной скоростью, равной $\frac{n_1}{\frac{z_2}{2p}}$.

Если $z_2 < z_1$, такое „синхронное застревание“ ротора происходит при отрицательном асинхронизме (Möller, „A. f. E.“, 1930, S. 401).

Такое же „синхронное застревание“ возможно и при других соотношениях числа зубцов статора и ротора, когда

$$z_1 - z_2 = \pm p \text{ или } z_1 - z_2 = \pm 4p.$$

Поэтому рекомендуется таких соотношений числа зубцов статора и ротора избегать.

д) Как показывают исследования Fritze, Dreyfus'a и Stiel'a, нежелательными являются также соотношения зубцов

$$x(z_1 - z_2) = \pm 2p \pm 1,$$

где $x = 0{,}5$ и 1. Таким образом следует избегать чисел зубцов

$$z_1 - z_2 = \pm 4p \pm 2$$

и

$$z_1 - z_2 = \pm 2p \pm 1.$$

При несоблюдении вышеприведенных условий может появиться в двигателе весьма опасное явление одноосного притяжения ротора и вибрации, затрудняющих разбег двигателя [2].

е) В роторе Бушеро [3] благодаря увеличенному сопротивлению наружной клетки влияние зубцовых потоков оказывается менее заметно.

---

[1] См. статью Б. П. Апарова, „Электричество“, 1921, стр. 73; Fritze „A. f. E.“ B. 10, 1921, S. 73; Punga und Raydt, „Drehstrommotoren mit Doppelköfigauker“. J. Springer, 1931.

[2] Изучение вопроса о влиянии зубцовых потоков на работу двигателя приводит к весьма сложным теоретическим выкладкам. Желающим изучить этот вопрос можно рекомендовать работу Б. А. Апарова, Теория искаженной кривой крутящих моментов, „Электричество“ № 8, 1932.

На иностранных языках можно рекомендовать следующую литературу: Stiel, Vorschungsarbeiten, bd. 5 „VDI“ № 212; Wandenberg, Wissenschaftliche Veröffentlichungen aus dem Simens-Konzern, B. 24, № 3; Dreese, „Am. I. E. E.“,1930.

[3] См. ниже гл. XVI.

ж) Радикальный метод борьбы с зубцовыми потоками кроме надлежащего выбора числа пазов в роторе $z_2$ заключается также в скосе паза ротора, равном зубцовому делению статора. Увеличение воздушного зазора также несколько ослабляе тияние зубцовых полей.

Скос пазов в роторе улучшает при известных условиях пусковые свойства двигателей.

Однако чрезмерный скос пазов служит причиной увеличения реактанца магнитного рассеяния и потому ухудшает коэфициент мощности двигателя.

Поэтому при проектировании асинхронных двигателей путем выбора правильного сочетания числа пазов статора и ротора необходимо стремиться к тому, чтобы скос пазов ротора являлся излишним.

По Дрейфусу рекомендуется делать скос паза в роторе на радиальный угол

$$a = \frac{2\pi}{z_1 + p}.$$

При этих условиях сводится на-нет влияние весьма опасной гармоники порядка

$$k = \frac{z_1}{p} \pm 1.$$

з) Учитывая все вышеприведенные требования, касающиеся пусковых характеристик двигателя, можно составить следующие таблицы для выбора числа пазов в короткозамкнутом роторе $z_2$ при известном числе пазов в статоре $z_1$ для различных чисел полюсов $2p$[1].

На основании более поздних данных (по Рихтеру[2]) можно выбирать число пазов в роторе в более широких пределах, руководствуясь следующей таблицей:

ТАБЛИЦА 12

| $p$ | $z_1$ | $z_2$ | $p$ | $z_1$ | $z_2$ | $p$ | $z_1$ | $z_2$ |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 2 | 24 | 18, 30, 34, 38 | 3 | 36 | 10, 14, 16, 20, 22, 26, 27, 28, 32, 34, 38, 40, 44, 45, 46, 50, 51, 52, 56, 57, 58 | 6 | 72 | 10, 14, 15, 16, 20, 21, 22, 26, 27, 28, 32, 34, 38, 40, 44, 45, 46, 50, 51, 52, 56, 57, 58, 62, 63, 64, 68, 70, 74, 76, 80, 81, 82, 86, 87, 88, 92, 93, 94, 98, 99 |
| | 36 | 10, 14, 22, 26, 30, 42, 46, 50, 54, 58 | | 54 | 10, 14, 15, 16, 20, 21, 22, 26, 28, 32, 33, 34, 38, 39, 40, 44, 45, 46, 50, 52, 56, 58, 62, 63, 64, 68, 69, 70, 74, 75, 76 | | | |
| | 48 | 10, 14, 18, 30, 34, 38, 42, 54, 58, 62, 66 | | | | | | |

На основании опытов Меллера[3] выяснилось, что нечетные числа пазов в роторе $z_2$ за редкими исключениями вызывают шум мотора (в особенности при пуске и разгоне мотора) и что такого шума обычно не наблюдается в случае четного числа пазов в роторе.

---

[1] См. „Е. u. M.“ № 31, 1932, Sequenz, Die Wahl der Nutenzahlen bei Käfigankermotoren.

[2] Richter, Elektrische Maschinen, B. IV, стр. 211.

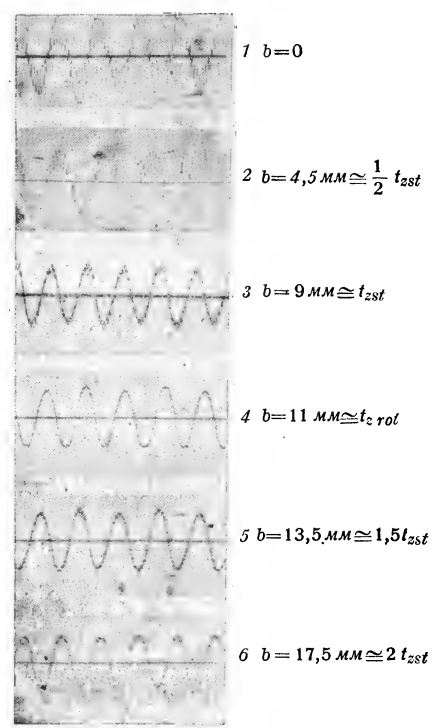
[3] Archiv für Elektrotechnik, 1930, стр. 401 и 900.

Поэтому предпочтительно выбирают в роторе по мере возможности четное число пазов.

**§ 89. Влияние скоса пазов ротора на высшие гармоники.** Путем скоса пазов ротора можно в значительной мере уменьшить высшие зубцовые гармоники.

Это можно доказать опытным путем — путем испытания асинхронных двигателей с роторами с разным скосом пазов.

Скос пазов ротора. На фиг. 106 показаны кривые э. д. с., индуктированной в одном проводе, заложенном в „щель" полузакрытого паза статора (т. е. в верхнюю часть паза над обмоткой ближе к воздушному зазору). Все кривые сняты для одного и того же статора и шести роторов с разными „скосами" паза, начиная от $b = 0$ (т. е. без скоса) и до $b = 17{,}5$ mm.




Фиг. 106. Влияние скоса пазов ротора на высшие гармоники. Мотор ТА 12/4 завода им. Лепсе. Холостой ход при 220V. Измерительный проводничок расположен в верхней части паза статора. $b$ — скос паза в *мм.*

Двигатель типа ТА-12/4 завода им. Лепсе имел в статоре $z_1 = 36$ пазов, а в роторе $z_2 = 29$ пазов.

Из сравнения осциллограмм между собой видно, что наиболее заметно высшие гармоники в кривой напряжения проявляются при $b = 0$, т. е. при отсутствии скоса пазов в роторе.

Из осциллограмм [1] также видно, что наименьшие гармоники появляются при скосе паза ротора, равном пазовому делению ротора: $b = 11$ mm.

Дальнейшее увеличение скоса ротора вызывает не улучшение, а ухудшение формы кривой э. д. с.

Таким образом на этом примере можно убедиться, что скос пазов является одним из действенных средств борьбы с высшими гармониками в асинхронном двигателе.

## *ГЛАВА XI*

## ПОТЕРИ и К. П. Д.

**§ 90. Потери в асинхронном двигателе.** Как и во всякой машине, энергия, подведенная к статору асинхронного двигателя из сети ($W_1$), не превращается целиком в полезную работу на валу двигателя ($W_2$), но часть энергии ($V$) теряется бесполезно в самом двигателе (фиг. 88).

[1] Опыты производились научным сотрудником ВЭИ инж. Шпрингманом, которому автор выражает благодарность за предоставленный материал.

Таким образом имеем

$$W_1 = W_2 + V.$$

Потери $V$, возникающие в асинхронном двигателе, можно разделить на 2 основных группы: потери, изменяющиеся по своей величине при изменении нагрузки — $V_w$, и потери $V_0$, которые не изменяются с нагрузкой (или, вернее сказать, изменяются в малой степени).

Потери первой группы иногда называют нагрузочными, а потери второй группы являются, главным образом, потерями холостого хода.

Потери холостого хода можно разделить на следующие:

1) потери на гистерезис в железе статора $V_h$;

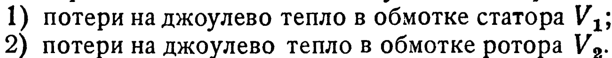
2) потери на токи Фуко в железе статора $V_f$;

3) потери на гистерезис и токи Фуко в железе ротора;

4) „добавочные“ потери железа;

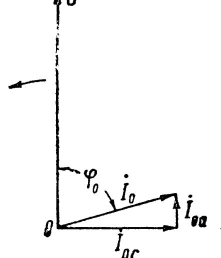
5) потери на трение $V_\varrho$.

Нагрузочные потери складываются из следующих потерь:



1) потери на джоулево тепло в обмотке статора $V_1$;

2) потери на джоулево тепло в обмотке ротора $V_2$.




Фиг. 107. Разложение тока холостого хода $I_0$ на активную и реактивную $I_{0r}$ составляющие.

**§ 91. Потери холостого хода.** К этой группе потерь, как было сказано, обычно относятся потери железа в статоре ($V_{Fe_1}$), потери в железе ротора ($V_{Fe_2}$) и потери трения ($V_\varrho$).

Суммарная величина $V_0$ потерь этой группы

$$V_0 = V_{Fe_1} + V_{Fe_2} + V_\varrho.$$

Ваттная слагающая тока холостого хода ($I_{0a}$) находится в прямо пропорциональной зивисимости от величины потерь $V_0$ (фиг. 107). Здесь возникает следующий вопрос: как изменяется величина $V_0$ при изменении нагрузки двигателя?

Опыт показывает, что $V_0$ является более или менее постоянной величиной при разных нагрузках двигателя.

Причина этого заключается в следующем:

При уменьшении скорости ротора, т. е. при возрастании скольжения $s$, число циклов перемагничивания железа ротора в единицу времени возрастает, и в соответствии с этим также возрастают и потери в роторе ($V_{Fe_2}$); но, с другой стороны, при уменьшении скорости ротора потери на трение ($V_\varrho$) уменьшаются, и в результате суммарные потери $V_0$ остаются приблизительно постоянными. Таким образом отсюда следует, что при всяких изменениях нагрузки двигателя ваттная слагающая холостого тока должна сохранять свою величину более или менее постоянной: $I_{0a} \approx \text{const}$.

**§ 92. Перемагничивание железного цилиндра, вращающегося в постоянном магнитном поле.** Согласно современной теории ферромагнетизма предполагается, что всякое ферромагнитное вещество состоит из множества мельчайших (молекулярных размеров) магнитов. Если внести железный брусок в магнитное поле, все эти молекулярные магнитики повернутся, ориентируясь в определенную сторону в за-

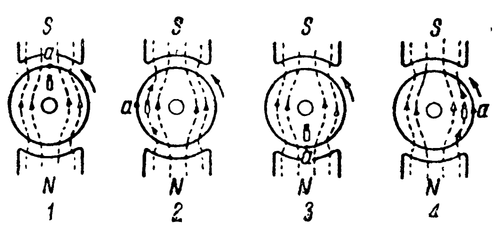
висимости от направления внешнего намагничивающего поля. Если привести железный цилиндр (вроде показанного на фиг. 108) во вращение в магнитном поле $N—S$, то при этом будет происходить молекулярное вращение элементарных магнитов, из которых состоит вещество цилиндра. Явления, происходящие в толще железного цилиндра при его вращении в магнитном поле, можно грубо иллюстрировать при помощи фиг. 108.

На этой фигуре изображены контуры якоря в виде железного цилиндра и показан один из вышеупомянутых элементарных магнитиков в грубо преувеличенном виде.

Рассматривая положение элементарного магнитика при разных углах поворота якоря, мы видим, что в пространстве магнитик все время сохраняет свое направление неизменным под действием внешнего поля $N—S$.

Относительное положение этого магнитика внутри якоря, однако, при вращении последнего все время меняется.

Что это так, можно убедиться, рассматривая положение элементарного магнитика относительно какой-нибудь неподвижной точки якоря, например, точки $a$ (фиг. 108).



Фиг. 108. Вращение элементарного магнитика относительно тела якоря.

Мы видим, что за один поворот якоря элементарный магнитик относительно точки $a$ совершает тоже полный поворот.

Сходные более или менее вращательные движения в толще якоря будут совершать и другие элементарные магнитики, из которых состоит тело якоря. При таком вращении элементарных магнитов появляется известного рода „молекулярное трение“, что влечет за собой потери и нагрев якоря.

**§ 93. Перемагничивание железного ротора вращающимся потоком.** В том случае если ротор $R$ асинхронного двигателя будет расположен в статоре $S$, обмотка которого создает вращающееся магнитное поле, то явления перемагничения в таком роторе останутся по существу те же, что и описанные в предыдущем параграфе.

Число циклов перемагничения такого ротора по мере увеличения его скорости при вращении его в сторону вращения вращающегося потока будет уменьшаться.

При нормальной работе асинхронного двигателя, когда ротор его вращается со скоростью, мало отличающейся от скорости вращающегося потока, потери на гистерезис в роторе будут очень невелики; поэтому этими потерями в роторе при нормальной работе двигателя можно обычно пренебречь.

**§ 94. Потери на гистерезис в статоре асинхронного двигателя.** Так как вращающийся поток пересекает железо статора асинхронного двигателя с полной скоростью, соответствующей числу периодов сети $f_1$, то потерями на гистерезис в статоре пренебречь подобно тому, как это мы установили выше по отношению к ротору, уже нельзя.

Ниже приведены формулы, которые дают возможность подсчитать эти потери.

**§ 95. Формула для подсчета потерь на гистерезис.** Штейнметц нашел эмпирическую формулу, которая позволяет подсчитать потери на гистерезис.

Если перемагничивание железа происходит при предельных значениях магнитной индукции от $+B$ до $-B$, то потери в единицу времени на гистерезис согласно Штейнметцу могут быть найдены из формулы

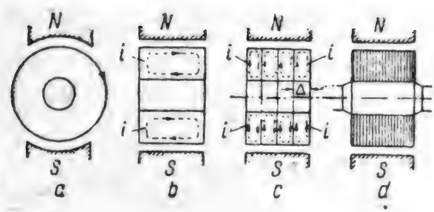
$$V_h = \eta \cdot f \cdot B^{1,6},$$

где $\eta$ — некоторая электрическая константа, зависящая от сорта железа;
$f$ — число циклов перемагничения в 1 сек.

Эта формула была получена Штейнметцем для относительно малых значений магнитной индукции.

Для магнитных индукций большого значения, с которыми по большей части приходится иметь дело в современных машинах, эта формула дает чересчур малые значения.

Опыты показывают, что при относительно больших значениях магнитной индукции потери на гистерезис возрастают приблизительно пропорционально квадрату магнитной индукции.



Фиг. 109. Вихревые токи в железе ротора.

Поэтому Рихтер (R. Richter) рекомендует подсчет потерь на гистерезис вести по другой формуле, в которую магнитная индукция входит во второй степени:

$$v_h = \varepsilon \cdot \left(\frac{f}{100}\right) \cdot \left(\frac{B}{10\,000}\right)^2 \cdot \frac{\mathrm{W}}{\mathrm{kg}} \, . \quad (95,1)$$

Здесь $f$ — число циклов перемагничивания в 1 сек.:

$$f = \frac{p \cdot n}{60};$$

$B$ — максимальное значение магнитной индукции;
$v_h$ — потери в ваттах на 1 kg веса железа;
$\varepsilon$ — константа, зависящая от сорта железа (см. ниже § 99).

**§ 96. Вихревые токи, появляющиеся в железе ротора при его вращении.** При вращении ротора в магнитном поле в толще его железа наводятся токи Фуко.

Уменьшения величины этих токов можно добиться, выполняя ротор из железных листов, изолированных друг от друга.

Влияние такой конструкции ротора на величину вихревых потерь иллюстрирует фиг. 109, *a*, *b*, *c*, *d*.

На фиг. 109, *a*, *b* показан массивный ротор, вращающийся в постоянном магнитном поле $N-S$; путь токов Фуко $i$ показан на фиг. 109, *b* стрелками.

Разрезая железо ротора плоскостями, перпендикулярными к оси, и изолируя получившиеся таким образом диски друг от друга, мы уве-

личиваем сопротивление пути вихревых токов, как это схематически показано на фиг. 109, *c*.

Уменьшая толщину $\Delta$ железных листов в дальнейшей мере (фиг. 109, *d*), мы можем еще в большей степени понизить потери на вихревые токи.

Токи Фуко, индуктированные в железе ротора, взаимодействуя с вращающимся потоком, создают вращающий момент.

Таким образом эти токи в роторе асинхронного двигателя не могут быть причислены к паразитным токам.

Поэтому тело ротора асинхронного двигателя можно было бы в известных случаях изготовлять в виде массивного железного цилиндра с профрезованными пазами. На практике, однако, из соображения удобства изготовления обычно тело ротора набирается из железных листов толщиной в 0,5—1,0 mm, причем железные листы обычно не изолируются друг от друга.

**§ 97. Потери на токи Фуко в железе статора.** Железо статора подвергается перемагничиванию под влиянием вращающегося магнитного потока. Эти потери зависят от целого ряда факторов: величины магнитной индукции, числа периодов, толщины железных листов и сорта железа. Ниже приводятся формулы для подсчета этих потерь.

**§ 98. Формулы для подсчета потерь на токи Фуко.** Потери на токи Фуко, приходящиеся на 1 $dm^3$ железа, можно подсчитать по следующей формуле, представляющей собой некоторое видоизменение формулы, предложенной в свое время Флеммингом:

$$v_f = \sigma_f \cdot \left(\Delta \frac{f}{100} \cdot \frac{B}{1\,000}\right)^2 \cdot \frac{\mathrm{W}}{\mathrm{dm}^3}, \qquad (98,1)$$

где $\sigma_f$ — некоторая константа, зависящая от сорта железа;
$f$ — число периодов;
$\Delta$ — толщина железных листов в миллиметрах;
$B$ — максимальная индукция.

Соединяя в одну постоянную коэфициент $\sigma_f$ и толщину листов $\Delta$ и относя потери $V_f$ к 1 kg железа, перепишем вышеозначенную формулу в виде

$$v_f = \sigma\left(\frac{f}{100} \cdot \frac{B}{10\,000}\right)^2 \cdot \frac{\mathrm{W}}{\mathrm{kg}}. \qquad (98,2)$$

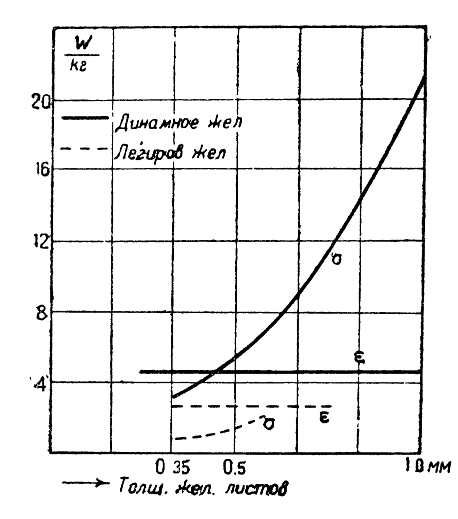
Эта формула отличается от приведенной выше формулы (95,1) для подсчета потерь на гистерезис тем, что в формуле (99,1) частота $f$ входит в квадрате, в то время как в формуле (95,1) $f$ входит в первой степени.

**§ 99. Формула для подсчета суммарных потерь железа.** Соединяя формулы (95,1) и (98,2) в одну, найдем выражение для подсчета суммарных потерь на гистерезис и вихревые токи, которые выделяются в течение 1 сек. в 1 kg листов железа:

$$v_0 = v_h + v_f = \left[\varepsilon \cdot \frac{f}{100} + \sigma\left(\frac{f}{100}\right)^2\right]\left(\frac{B}{10\,000}\right)^2 \frac{\mathrm{W}}{\mathrm{kg}}. \qquad (99,1)$$

ТАБЛИЦА 13

| Сорт стали | Толщина $\Delta$ в mm | $\varepsilon$ (гистерезис) | $\sigma$ (токи Фуко) | $V_0$ $\frac{W}{kg}$ |
|---|---|---|---|---|
| Динамная сталь . . . . . | 1,0<br>0,5<br>0,35 | 4,4<br>4,4<br>4,7 | 22,4<br>5,6<br>3,2 | 7,8<br>3,6<br>3,2 |
| Легированная сталь [1] . . | 0,5<br>0,35 | 3,0<br>2,4 | 1,2<br>,6 | 1,8<br>1,4 |




Фиг. 110. Кривая зависимости коэфициентов $\varepsilon$ и $\sigma$ то толщины $\Delta$ железа.

Константы $\varepsilon$ и $\sigma$, входящие в это выражение, могут быть взяты из фиг. 110 или из табл. 13, данные которой получены на основании опытов.

На таблице в рубрике $V_0$ даны примерные „цифры потерь", которые согласно нашим электротехническим „Нормам" должны характеризовать магнитные свойства железа.

$V_0$ представляет собой число ватт потерь на перемагничение при 50 Hz, отнесенное к 1 kg веса железа при магнитной индукции, равной 10 100.

Цифра потерь $V_0$ обычно определяется на специальном аппарате, носящем название аппарата Эпштейна.

**§ 100. Потери на гистерезис и вихревые токи в сердечнике статора (индекс $s$).** Применяя вышеприведенные формулы (95,1)—(98,1), найдем потери на гистерезис ($V_{hs}$) и на вихревые токи ($V_{fs}$) в сердечнике статора:

$$v_s = v_{hs} + v_{fs},$$

$$V_s = k\,(v_{hs} + v_{fs})\,G_s, \qquad (100,1)$$

где $k$ — некоторый поправочный коэфициент [2];

[1] Легированное или кремнистое железо отличается от обычного „динамного" железа относительно большим содержанием кремния (Si), доходящим до 4%. Благодаря присадке кремния удельное омическое сопротивление мягкого железа возрастает в значительной степени (оно примерно в 4 раза больше сопротивления обычного железа); последнее способствует понижению потерь на токи Фуко. При больших насыщениях (выше 8 000 гаусс) магнитное сопротивление легированного железа бывает обычно больше, чем для обыкновенного железа. Поэтому легированное железо относительно редко применяется для машин и чаще всего для трансформаторов, в которых магнитные насыщения относительно невелики.

[2] О значении коэфициента $k$ будет сказано ниже.

$v_{hs}$ и $v_{fs}$ — потери на гистерезис и вихревые токи, отнесенные к 1 kg железа сердечника статора;

$G_s$ — вес сердечника статора в килограммах (за вычетом веса зубцов).

Принимая удельный вес железа статора $S = 7{,}8$ g/cm³ и предполагая, что в среднем около 10% от всей длины железа статора $l$ бывает занято бумажными изоляционными прослойками между листами, из которых набран статор, найдем вес железа статора без зубцов согласно фиг. 111:

$$G_s = \left[\pi \left(\frac{D_1}{2}\right)^2 - \pi \cdot \left(\frac{D}{2} + h_z\right)^2\right] 0{,}9 \cdot l \cdot 7{,}8 \cdot 10^{-3}\ \text{kg};$$

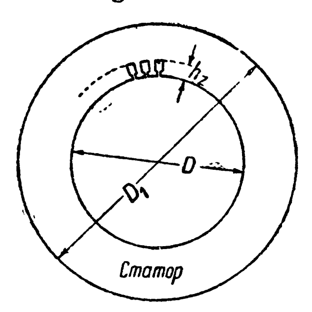
$$G_s = 22 \cdot l \left[\left(\frac{D_1}{2}\right)^2 - \left(\frac{D}{2} + h_z\right)^2\right] \cdot 10^{-3}\ \text{kg}. \qquad (100{,}2)$$

Величину выражения в скобках уравнения (100,1) найдем на основании формулы (99,1):

$$v_s = v_{hs} + v_{fs} = \left[\varepsilon \cdot \frac{f}{100} + \sigma \left(\frac{f}{100}\right)^2\right] \left(\frac{B_s}{10\,000}\right)^2 \frac{\text{W}}{\text{kg}}, \qquad (100{,}3)$$

где $B_s$ — среднее значение магнитной индукции в сердечнике статора.

Значение коэфициентов $\varepsilon$ и $\sigma$ в последней формуле можно взять согласно приведенной таблицы в § 99.




Фиг. 111. Железо статора.

**§ 101. Потери на гистерезис и вихревые токи в зубцах статора (индекс $z$).** Подсчет потерь в зубцах осложняется тем обстоятельством, что магнитная индукция меняется вдоль высоты зубца, достигая наименьшего значения у основания и наибольшего значения у воздушного зазора.

Имея, однако, в виду большую приближенность расчета потерь вообще, мы можем упростить задачу и при определении потерь в зубцах в расчет вводить только среднюю величину действительной магнитной индукции в зубце $B_z$.

Потери в зубцах на гистерезис ($V_{hz}$) и на вихревые токи ($V_{fz}$) найдем по формуле

$$V_z = V_{hz} + V_{fz} = k\,(v_{hz} + v_{fz})\,G_z, \qquad (101{,}1)$$

где $k$ — некоторый поправочный коэфициент, о значении которого будет сказано ниже;

$v_{hz}$ и $v_{fz}$ — потери на гистерезис и вихревые токи, отнесенные к 1 kg железа зубцов;

$G_z$ — вес всех зубцов в килограммах.

Согласно фиг. 111 найдем вес зубцов

$$G_z = 7 \cdot h_z \cdot l\,[(D + h_z)\,\pi - Z_{ms} \cdot b] \cdot 10^{-3}\ \text{kg}, \qquad (101{,}2)$$

где $h_z$ — высота зубцов в сантиметрах;

$Z_{ms}$ — число всех зубцов в статоре;

$b$ — ширина паза в сантиметрах.

Величину выражения в скобках уравнения (101,1) найдем на основании данных (99,1):

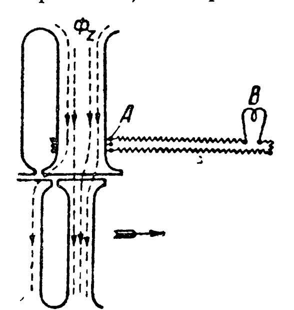
$$v_z = v_{hz} + v_{fz} = \left[\varepsilon \frac{f}{100} + \sigma \cdot \left(\frac{f}{100}\right)^2\right] \cdot \left(\frac{B_z}{10\,000}\right)^2 \frac{\text{W}}{\text{kg}}, \qquad (101,3)$$

где $B_z$ — среднее значение действительной магнитной индукции в зубцах.

Значения коэфициентов $\varepsilon$ и $\sigma$ даны в табл. 13.

**§ 102. Влияние механической обработки на потери в железе.** Обычно потери в железе при работе асинхронного двигателя получаются больше, чем те, которые определяются лабораторным способом на аппарате Эпштейна.

Главную причину такого расхождения следует приписать механической обработке, которой подвергается обычно железо статора на заводе.




Фиг. 112. Схема расположения опыта для исследования колебания потока, проходящего через зубцы статора и ротора.

После штамповки железных листов, из которых набирается статор, железо делается несколько тверже, в результате чего потери на гистерезис повышаются.

Кроме того, после сборки всего железа статора для устранения всех острых углов и заусениц, которые могли бы повредить обмотку на заводе, происходит иногда опиловка внутренней поверхности пазов при помощи напильника.

Благодаря этому частично уничтожается бумажная изоляция между листами у поверхности статора и появляется, таким образом, на поверхности статора непрерывный тонкий проводящий слой, по которому могут беспрепятственно распространяться токи Фуко, повышая потери машины.

**§ 103. Потери в железе ротора.** Для подсчета потерь в железе ротора можно применить те же формулы (100,1) и (100,3) § 100, что и для статора; в этих формулах, однако, необходимо подставить вместо $f_1$ частоту тока ротора $f_2$.

Так как частота $f_2$ здесь очень мала, потери двигателя в роторе при нормальной скорости двигателя получаются, как было сказано выше, обычно очень малыми, вследствие чего этими потерями обычно пренебрегают.

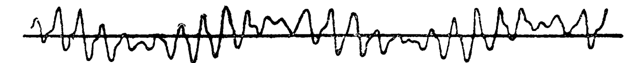
**§ 104. Добавочные потери в железе.** Кроме рассмотренных выше существует в асинхронном двигателе ряд потерь, не поддающихся точному подсчету; сюда можно отнести так называемые добавочные потери в железе, вызываемые колебаниями магнитной индукции в зубцах железа статора и ротора. Если на каком-либо зубце железа статора или ротора расположить несколько витков тонкой медной изолированной проволоки $A$ и соединить их со шлейфой осциллографа $B$ (фиг. 112), то, как показывает опыт, осциллограф запишет кривую э. д. с., примерный вид которой дан на фиг. 113.

Эта кривая э. д. с. показывает, что величина потока $\Phi_z$, проходящего через какой-либо зубец статора или ротора, все время колеблется.

Эти колебания потока $\Phi_z$ в железе статора и ротора вызывают э. д. с., величина которых пропорциональна

$$e_3 \equiv \frac{d\Phi_z}{dt}.$$

Вследствие наличия этих э. д. с в железе статора и ротора наводятся соответственные токи $i_3$. Частота этих токов $i_3$ зависит от величины зубцового деления и скорости вращения; эта частота значительно



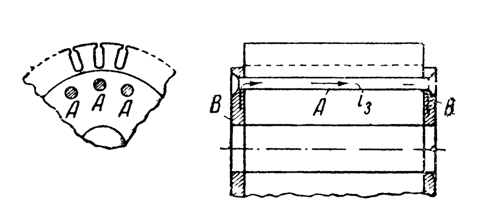
Фиг. 113. Осциллограмма изменения потока в зубцах, снятая по схеме фиг. 101.

больше частоты тока сети и в среднем обычно колеблется в пределах 200—500 Hz.

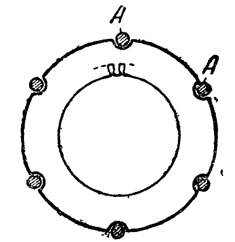
Ввиду большой частоты токов $i_3$ последние распространяются, главным образом, по поверхности железа статора и ротора.

Токи $i_3$ не участвуют в образовании вращающего момента двигателя и являются „паразитными", понижая к. п. д. двигателя. Потери от токов $i_3$ составляют обычно в среднем 30—50 ÷ 100% от всех потерь железа асинхронного двигателя.

**§ 105. Потери в болтах** (фиг. 114—115). В некоторых конструкциях ротора железные листы, образующие тело ротора, стягиваются




Фиг. 114. Схема расположения болтов, стягивающих тело ротора.




Фиг. 115. Схема расположения болтов, стягивающих тело статора.

при помощи болтов $A$ и нажимных шайб $B—B$, как показано на фиг. 114.

В этом случае болты $A—A—A$ и две нажимные шайбы $B—B$ образуют собой подобие беличьей обмотки. Вращающий поток будет наводить при этих условиях токи $i_3$ в болтах $A—A—A$.

Токи $i_3$, текущие в болтах $A—A—A$, участвуют в образовании крутящего момента и поэтому очень вредного влияния на работу двигателя оказать не могут.

В статоре, однако, конструкция со стяжными неизолированными болтами, расположенными поблизости с рабочими проводами, является недопустимой.

Стяжные болты в статоре необходимо изолировать от железного корпуса статора. Если стяжные болты будут вынесены ближе к внешней

цилиндрической поверхности статора, как показано на фиг. 115, то вращающийся поток не будет наводить в этих болтах никаких э. д. с.; поэтому при такой конструкции эти болты $A—A$ могут быть не изолированы.

**§ 106. Учет дополнительных потерь.** В предыдущих параграфах кроме потерь на гистерезис и токи Фуко, довольно легко поддающихся подсчету, мы рассмотрели еще ряд других потерь, точный подсчет которых затруднителен. К последним относятся „пульсационные" потери, вызванные движением зубцов ротора относительно зубцов статора (фиг. 112).

Выше также было указано, что следующая после сборки железных листов статора и ротора обработка (опиловка заусениц, шлифовка внешней поверхности железа и т. п.) вызывает соответственное увеличение потерь на гистерезис и токи Фуко в железе двигателя.

Кроме того, производя согласно формулам (100,1) и (100,3) для упрощения задачи расчет потерь железа относительно некоторой средней величины магнитной индукции, мы сознательно допускаем некоторую ошибку.

Расчет потерь железа по средней величине магнитной индукции можно было бы вести только в том случае, если эти потери изменялись бы пропорционально не второй, а первой степени магнитной индукции.

Для того чтобы учесть вышеуказанные ошибки и, кроме того, чтобы учесть грубо приближенно влияние обработки железа статора и ротора, повышающей потери железа, можно в формулах (100,1) и (101,1) положить поправочный коэфициент $k \approx 1{,}3—2$.

Примечание. Согласно Нормам ВЭС добавочные потери в меди и в конструктивных деталях при определении коэфициента полезного действия принимаются равными 0,5% от подведенной мощности.

**§ 107. Нагрузочные потери.** К этой группе потерь можно отнести потери на джоулево тепло в обмотках статора и ротора двигателя.

Потери в одной фазе статорной обмотки будут:

$$V_1 = I_1^2 \cdot r_1.$$

Потери в одной роторной фазе равны

$$V_2 = I_2^2 \cdot r_2 = (I_2')^2 \cdot r_2';$$

так как

$$I_1 \approx I_2',$$

то

$$\frac{V_1}{V_2} = \frac{r_1}{r_2'}, \qquad (107,1)$$

т. е. тепловые потери, развивающиеся в статоре и роторе асинхронного двигателя, относятся как соответственные омические сопротивления статора ($r_1$) и ротора ($r_2'$).

Сопротивление обмотки статора $r_1$ с изменением нагрузки двигателя практически остается неизменным.

Сопротивление обмотки ротора $r_2$ при изменении нагрузки обычно изменяется в некоторых пределах благодаря явлению так называемого

„кожного эффекта“, который, как известно, зависит от частоты ($f_2$) токов, текущих в обмотке ротора, и усиливается с увеличением $f_2$. В особенности заметно выступает это явление „кожного эффекта“ при пуске в ход двигателя, когда частота токов, текущих в обмотке ротора, равна частоте сети.

**§ 108. Вихревые потери в меди статора и ротора** (фиг. 116). Если известно сопротивление одной фазы статора $r_{1g}$ и сопротивление одной фазы ротора $r_{2g}$, то потери на джоулево тепло, как было выяснено выше, легко можно найти по формулам:

$$V_1 = m_1 \cdot I_1^2 \cdot r_{1g}, \qquad (108,1)$$

$$V_2 = m_2 \cdot I_2^2 \cdot r_{2g}. \qquad (108,2)$$

Если сопротивления $r_{1g}$ и $r_{2g}$ измерены постоянным током, то формулы (108,1) и (108,2) дадут, однако, нам в результате потери, величина которых будет м е н ь ш е действительных потерь.

В действительности джоулевы потери будут больше, чем следует по формулам (108,1) и (108,2), так как омическое сопротивление обмоток статора и ротора $r_1$ и $r_2$ для переменного тока будет больше, чем сопротивление этих обмоток, измеренное постоянным током: $r_{1g}$ и $r_{2g}$; таким образом будет

$$r_1 > r_{1g},$$
$$r_2 > r_{2g}.$$



Фиг. 116. Вихревые токи в массивном проводе.

Эта разница между $r_1$ и $r_{1g}$ и соответственно $r_2$ и $r_{2g}$ обусловлена явлением „кожного эффекта“.

Рассмотрим, в чем заключается это явление.

На фиг. 116 показан один из проводов ротора $C$.

При протекании по этому проводу переменного тока $I_2$ вокруг провода образуется магнитное поле рассеяния $\Phi_s$. Этот магнитный поток $\Phi_s$ благодаря своим колебаниям будет наводить в толще меди провода $C$ ток $I_3$.

На фиг. 116 справа показан пунктиром средний путь этого тока $I_3$; как видно из этой фигуры, ток $I_3$ течет в н у т р и п р о в о д а, не заходя во внешнюю сеть.

Таким образом в каждом из проводов обмотки ротора будут протекать два тока:

1) полезный ток $I_2$, который вызывается вращающимся полем;

2) „паразитный“ ток $I_3$, наведенный пульсациями потока рассеяния $\Phi_s$ и замыкающийся внутри толщи провода.

Полезный ток $I_2$ и „паразитный“ ток $I_3$ внутри провода складываются в один результирующий ток, как показано внизу на фиг. 116.

В результате мы видим, что линии тока, текущего в проводе, как бы „отжимаются" к верхней на фиг. 116 стороне провода.

Благодаря такому искривлению линий тока $I_2$ плотность этого тока в разных местах сечения провода будет неодинакова.

Примерная кривая распределения плотности тока $s_a$ по высоте провода представлена на фиг. 116 внизу справа.

Как видно из этой кривой, наибольшая плотность тока $s_a$ получается в тех волокнах медного провода, которые расположены в верхних частях провода (лежащих ближе к внешней цилиндрической поверхности ротора), и меньше всего эта плотность тока $s_a$ в нижних волокнах, расположенных ближе к низу паза.

Если бы по проводнику $C$ протекал не переменный, но постоянный ток, то плотность тока $s_a$ была бы во всех точках сечения провода $C$ одинакова.

Отсюда мы видим, что для переменного тока (при котором не все сечение провода использовано одинаково интенсивно) омическое сопротивление проводника $r$ вообще оказывается большим, чем при постоянном токе $r_g$.

Таким образом мы можем положить, что омическое сопротивление при переменном токе $r$ выражается через омическое сопротивление при постоянном токе $r_g$ следующим образом:

$$r = k \cdot r_g,$$

где $k$ — некоторый коэфициент, больший единицы.

Коэфициент возрастания сопротивления $k$ зависит от частоты переменного тока $f$ и от формы и сечения провода $q$, возрастая с увеличением $f$ и $q$.

При расчетах с грубым приближением можно в среднем принимать, что для обмоток асинхронного двигателя этот коэфициент $k = 1{,}10$—$1{,}20$; это значит, что для переменного тока активное сопротивление медных проводов обмоток асинхронного двигателя можно грубо в средних числах принять на 10—20% больше, чем активное сопротивление при постоянном токе.

**§ 109. Экспериментальное исследование явления „вытеснения тока"[1] (опыты К. И. Шенфера и А. И. Москвитина).** Как известно, переменный ток распределяется неравномерно по сечению провода, находящегося в пазу электрической машины.

Это явление, которому присвоено название „вытеснение тока", имеет большое практическое значение как вредное, вызывающее нерациональное использование меди во всех электрических машинах переменного тока, и как полезное в применении к безреостатному пуску в ход асинхронных моторов. Вместе с тем явление это представляет весьма большой теоретический интерес, и аналитическому исследованию его посвящено много работ.

Общий закон изменения силы и фазы тока по высоте проводника был дан Фильдом (Field, „AIEE", 1905).

Дальнейшее исследование и применение к разнообразным случаям производили Эмде („E. u. M.", 1908, 1922), Роговский („Arch. f. El.", B. 2), Рихтер („Arch. f. El.", B. 3) и ряд других авторов.

---

[1] См. „Вестник теоретической и экспериментальной электротехники", 1928, № 10. К. И. Шенфер и А. И. Москвитин, Экспериментальное исследование явления вытеснения тока.

Выше в кратких чертах была пояснена сущность этого явления.

На фиг. 117, *A*, показан медный провод *W*, заложенный в узкий и глубокий паз. Если бы по проводу *W* протекал постоянный ток, то плотность тока в проводе во всех точках его сечения была бы одинакова.

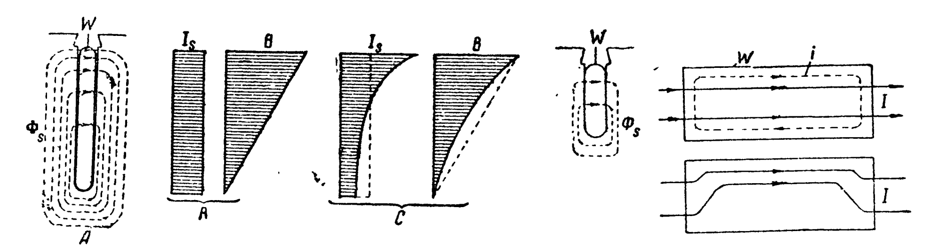
На фиг. 117, *B*, показана кривая распределения плотности тока $I_s$ для этого случая; как видно из этой фигуры, эта кривая имеет вид прямоугольника.

На фиг. 117, *B*, справа показана кривая *B* изменения магнитной индукции внутри паза по его высоте.

Как показано на фиг. 117, *B*, изменение магнитной индукции по высоте паза происходит при этих условиях по закону прямой линии.

В том случае, если по проводнику *W* течет не постоянный, а переменный ток, кривые $I_s$ и *B* получают другие очертания.

Если по проводу *W* будет протекать переменный ток *I*, то магнитный поток рассеяния $\Phi_s$ будет также переменным; колебания этого магнитного потока, пронизывающего провод *W*, будут в этом случае наводить в массиве медного провода токи Фуко $I_з$ (фиг. 116).




Фиг. 117. *A* — поток рассеяния $\Phi_s$; *B* — кривые распределения магнитной индукции *B*; $I_s$ — кривые распределения плотности тока.

Фиг. 118. Влияние потока рассеяния на токораспределение в проводнике.

Эти токи Фуко $I_з$ не совершают полезной работы и являются с этой точки зрения паразитными токами.

Токи Фуко $I_з$ складываются с полезным током $I_2$, в результате чего получается картина токораспределения в проводе, показанная на фиг. 116 (внизу слева). Как видно из этой фигуры, линии тока $I_2$ при этих условиях смещаются к верхней части провода. Вследствие этого плотность тока в верхней части провода возрастает и в нижней его части убывает.

На фиг. 117, *C*, показана примерная кривая распределения тока в проводе для того случая, когда этот провод обтекается переменным током. Кривая распределения плотности тока и магнитной индукции *B*, как показывает фиг. 117, *C*, теряет при этом свой прямолинейный характер.

Нижеследующие формулы, выведенные из формулы Фильда [1], дают представление о количественной стороне этого явления.

Общая формула является решением диференциальных уравнений, основанных на 1-м и 2-м законах Максвелла, и представляет довольно сложное выражение. Для случая одного массивного проводника в пазу оно значительно упрощается. В этом случае мгновенное значение плотности тока $i_s$ в точке сечения, находящейся на расстоянии *x* от нижнего края провода, дается следующей формулой:

$$i_s = \sqrt{2}\,\frac{aHi_{s_0}\sqrt{\operatorname{ch} 2\,ax + \cos 2\,ax}}{\sqrt{\operatorname{ch} 2aH - \cos 2a\,H}} \sin\left(\omega t + \beta_1 - \frac{\pi}{4} + \varphi\right), \qquad (109,1)$$

[1] См. также Rogowski, „Archiv f. E.“, B. 2.

где

$$\operatorname{tg}\beta = \frac{\operatorname{sh} aH \cos aH}{\operatorname{ch} aH \sin aH},$$

$$\operatorname{tg}\varphi = \frac{\operatorname{sh} ax \sin ax}{\operatorname{ch} ax \cos ax},$$

где $H$ — высота проводника в сантиметрах;

$i_{s0} = \frac{I}{q}$ — средняя плотность тока, равная полному току $I$, деленному на сечение провода $q$.

Из формулы видно прежде всего, что неравномерность распределения тока по сечению тем большая, чем больше высота проводника и чем больше коэфициент:

$$a = 2\pi \sqrt{\frac{f}{\varrho} \frac{b}{a} 10^{-9}},$$

где $f$ — частота переменного тока в Hz;

$\varrho$ — удельное сопротивление проводника в $\Omega/\text{cm}^3$ (для меди $\varrho = 2 \cdot 10^{-6}$ $\Omega/\text{cm}^3$);

$b$ — толщина проводника;

$a$ — ширина паза,

т. е. вытеснение тока проявляется тем резче, чем меньше удельное сопротивление проводника и чем больше частота тока и заполнение паза. Для медных проводников при совершенном заполнении паза и частоте $f = 50$ Hz коэфициент $a = 1$. Для тех же проводников при другой частоте $f$ и другом заполнении паза $\frac{b}{a}$ будет

$$a = 1 \sqrt{\frac{f}{50} \cdot \frac{b}{a}}.$$

Так как в формулу входит только произведение $aH$, а не $a$ и $H$ порознь, то совершенно одинаковую картину распределения тока можно получить, изменяя как высоту $H$, так и коэфициент $a$, например, изменяя частоту.

При высоких проводниках, т. е. когда $aH > 1$, формула значительно упрощается, так как круговыми функциями можно пренебречь сравнительно с гиперболическими. В этом случае отношение действительной плотности тока $i_s$ к плотности, вычисленной по сечению $i_{s0} = \frac{I}{q}$, будет

$$\frac{i_s}{i_{s0}} = \sqrt{2}\, aH \frac{\sqrt{\operatorname{ch} 2ax}}{\sqrt{\operatorname{ch} 2aH}}.$$

Для верхнего края провода ($x = H$) эта формула приобретает вид, очень удобный для быстрых подсчетов:

$$\frac{i_s}{i_{s0}} = \sqrt{2}\, aH,$$

т. е. действительная плотность тока в верхнем крае провода превосходит среднюю в $\sqrt{2}\, aH$ раз.

Таким образом при проводнике 4 cm высотой плотность тока в верхнем крае будет около 5,5 раз больше средней.

Из формулы (109,1) нетрудно вывести один коэфициент, которым мы воспользуемся для проверки опытных данных, именно коэфициент $\gamma$, равный отношению плотности тока в верхнем крае проводника, к плотности тока в нижнем крае:

$$\gamma = \frac{i_{s\,max}}{i_{s\,min}}.$$

Этот коэфициент характеризует интенсивность вытеснения тока.

Для верхнего края ($x = H$) будет

$$i_{s\,max} = \sqrt{2}\,aH \frac{\sqrt{\operatorname{ch} 2aH + \cos 2aH}}{\sqrt{\operatorname{ch} 2aH - \cos 2aH}} .$$

Для нижнего края ($x = 0$)

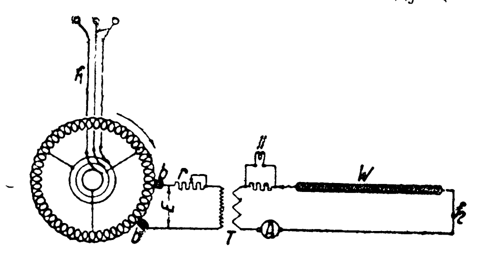
$$i_{s\,min} = \sqrt{2}\,aH \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{\operatorname{ch} 2aH - \cos 2aH}} ,$$

$$\gamma = \frac{i_{s\,max}}{i_{s\,min}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{\operatorname{ch} 2aH + \cos 2aH} . \qquad (109{,}2)$$

Экспериментальное исследование „вытеснения тока“ до сих пор никем не производилось. Некоторыми авторами (см., например, Esau, „Annal. d. Physik“, 1908) измерялось лишь эффективное сопротивление проводника, заложенного в паз, при переменном токе.

Автор настоящей книги и инж. А. И. Москвитин задались целью выяснить опытным путем кривые распределения плотности тока и магнитной индукции для провода, заложенного в паз.

На фиг. 119 показана схема, применявшаяся при опыте. В качестве источника э. д. с. переменного тока, частоту которой можно изменять в широких пределах, был использован ротор трехфазного коллекторного двигателя Шрагэ. Если подвести из сети $L$ трехфазный ток частоты $f_1$ к трем контактным кольцам на фиг. 119, обмотка ротора создаст вращающееся поле Ф.



Фиг. 119. Расположение опыта.

Если привести при этом во вращение ротор в обратную сторону по сравнению с вращением потока Ф, мы можем получить между щетками $b — b$ на коллекторе э. д. с. $E$ разной частоты. При неподвижном роторе э. д. с. $E$ будет иметь частоту сети $f_2 = f_1$, при вращении ротора в сторону, обратную вращающемуся потоку, частота э. д. с. $E$ будет меньше частоты сети и будет убывать по мере возрастания скорости ротора; при синхронной скорости ротора частота $f_2 = 0$, т. е. между щетками $b — b$ в этом случае мы будем иметь напряжение $E$ постоянного тока.

При вращении ротора по направлению поля частота э. д. с. $E$ будет больше частоты сети и при скорости, равной синхронной, будет $f_2 = 2f_1$, т. е. 100 Hz.

Таким образом ротор двигателя Шрагэ позволяет с большим удобством изменять частоту э. д. с. $E$ между щетками $b — b$.

Требуемый ток (порядка 400 А) получался при посредстве трансформатора (фиг. 119) с большим передаточным числом, первичная обмотка которого последовательно с регулирующим реостатом $r$ была приключена к щеткам $b — b$. Вторичная обмотка, состоявшая из нескольких витков толстого кабеля, была замкнута на испытуемый провод $W$, заложенный в паз.

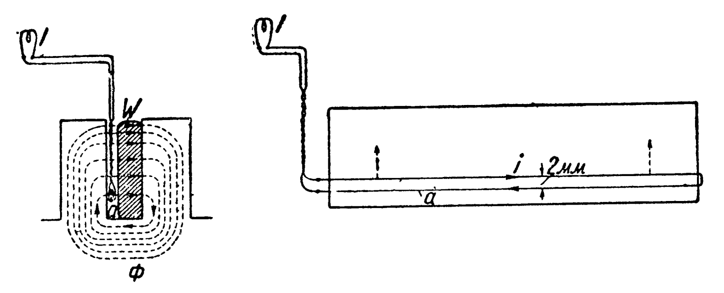
В цепь провода $W$ были включены для измерения тока амперметр $A$ и шлейфа осциллографа $II$, позволяющая записать форму кривой переменного тока, текущего в испытуемом проводе $W$ (в данном случае ток был чисто синусоидальный).

На фиг. 120 показан провод $W$, питаемый переменным током, как было описано выше (фиг. 119). Как видно из фиг. 120, провод $W$ заложен в паз. Для измерения величины магнитной индукции в пазу на различной высоте в паз была заложена узкая и длинная катушка из тонкой медной проволоки $a$ (на чертеже схематически изображена в виде одного витка).

Когда катушка $a$ присоединена к шлейфу осциллографа $I$, пульсации магнитного потока рассеяния будут вызывать в катушке $a$ переменный ток $i$, величина которого (при данной частоте $f$) может быть принята пропорцио-

нальной той магнитной индукции, которая наблюдается внутри паза в том месте, где расположена в данный момент катушка *a*.

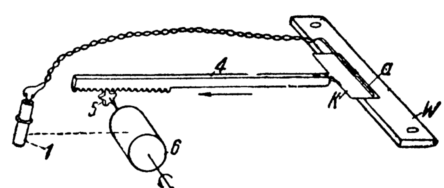
Располагая катушку *a* на различных расстояниях от основания паза и измеряя при помощи шлейфа осциллографа *I* соответственную э. д. с., индук-




Фиг. 120. Опыт, выясняющий кривую распределения магнитной индукции паза.

тированную пульсациями потока рассеяния в этой катушке, мы можем в различных местах паза найти величину магнитной индукции потока рассеяния.

На фиг. 121 эта катушка *a*, наклеенная на картонный лист, схематически изображена в виде одного витка. Посредством штанги *4* и реечной передачи *5* она сцеплена с валом барабана осциллографа *6*. Таким образом медленному вращению барабана осциллографа будет соответствовать медленное передвижение катушки по высоте паза, и шлейф, приключенный к ней, запишет кривую, приблизительный вид которой изображен на фиг. 122, *A*. На этой фигуре изображена (слева) синусоида с постепенно увеличивающимися ординатами. Частота этой синусоиды равна частоте тока, питающего провод *W*.

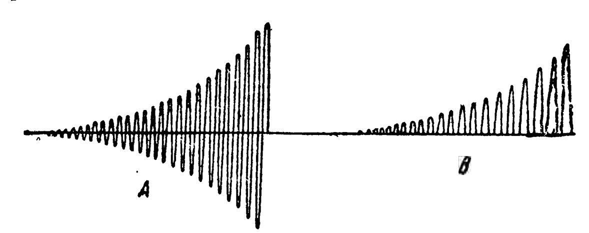



Фиг. 121. Приспособление для перемещения измерительной шпули в пазу.

Ординаты этой синусоиды пропорциональны соответственным значениям магнитной индукции потока рассеяния внутри паза.

Как видно из этой фигуры, величина магнитной индукции потока рассеяния возрастает по мере приближения витка *a* к верхней части паза.

Если прикрыть светонепроницаемой бумагой нижнюю часть фотографической пленки, на которой происходит запись осциллографической кривой, то получится кривая, изображенная на фиг. 122, *B*. Таким образом верхняя огибающая осциллограммы фиг. 122, *B* дает нам в некотором масштабе кривую распределения магнитной индукции потока рассеяния внутри паза по его высоте[1]. Кривые распределения плотности тока внутри массивного проводника по его высоте были получены методом, в основе которого лежат следующие соображения.




Фиг. 122. Кривые распределения плотности тока.

[1] Настоящий метод применяется впервые. Он может быть назван методом „пространственной“ осциллографической съемки, так как получающиеся диаграммы характеризуют изменение электромагнитной величины не по времени (как обычно), а по пространству (по высоте паза).

1. При не слишком малом отношении высоты проводника к его толщине $b$ и при нормальных размерах паза (ширина не больше 2 cm) плотность тока одинакова для всех точек сечения, лежащих на одной высоте. Таким образом, чтобы знать распределение плотности тока внутри проводника, достаточно изучить распределение ее по поверхности.

2. На некотором расстоянии от торцевых концов внутри паза линии тока идут параллельно длине массивного проводника.

3. Линии потока рассеяния в пазу идут перпендикулярно стенкам.

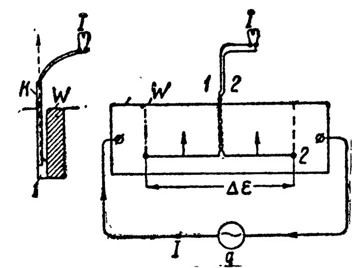
На основании этих соображений для выяснения распределения плотности тока внутри провода $W$ по его высоте применялась схема, изображенная на фиг. 123. На этой фигуре означают:

$G$ — источник э. д. с. переменного тока (типа Шрагэ, фиг. 119);

$W$ — медный проводник, заложенный в паз и питаемый переменным током $I$:

$1 - 2$ — два медных пружинящих острия, соединенные при помощи проводов со шлейфой осциллографа $I$ (провода $1 - 2$ прикреплены к жесткому картонному листу $K$).

Перемещая картонный лист $K$ с медными остриями $1 - 2$ снизу вверх, как показано на фиг. 123 (слева), мы можем измерить при помощи скользящих контактов $1 - 2$ омическое падение напряжения $\Delta E = ir$ между точками $1—2$, пропорциональное плотности тока в данном волокне провода.




Фиг. 123. Опыт, выясняющий кривую распределения плотности тока в сечении провода $W$.

Для того чтобы в витке, образованном проводниками $1 - 2$ и соответственным волокном медного провода $W$, не наводилась дополнительная э. д. с. вследствие пульсации потока рассеяния, соединительные проводники $1 - 2$ должны быть протянуты по прямой линии параллельно длине провода и затем перевиты бифилярно, как показано на фиг. 123 (справа).

Связав картон $K$ и острия $1 - 2$, скользящие по боковой поверхности провода $W$, с валом барабана осциллографа (таким же образом, как на фиг. 121), мы можем при помощи шлейфы осциллографа $I$ записать кривую изменения плотности тока по высоте массивного провода $W$.

На фиг. 124—126 изображены осциллограммы, полученные при опыте.

На фиг. 124 приведены осциллограммы, характеризующие распределение плотности тока внутри медного провода по высоте паза при разных частотах ($f_2 = 12{,}5$, $f_2 = 25$, $f_2 = 50$, $f_2 = 100$ Hz); при этом размеры провода были $5 \times 28$ mm и размеры паза $9 \times 30$ mm.

Как видно из фиг. 124, при малой частоте, $f = 12{,}5$ Hz, мы имеем почти равномерное распределение плотности тока в проводе; по мере возрастания частоты тока, текущего в проводе, неравномерность распределения плотности тока выражается все резче и резче.

Так, при частоте $f_2 = 50$ Hz отношение крайних ординат осциллограммы, дающих в некотором масштабе плотность тока в крайнем верхнем волокне ($i_{s\,max}$) и в нижнем волокне — у основания паза ($i_{s\,min}$), получается

$$\gamma = \frac{i_{s\,max}}{i_{s\,min}} = 3{,}8.$$

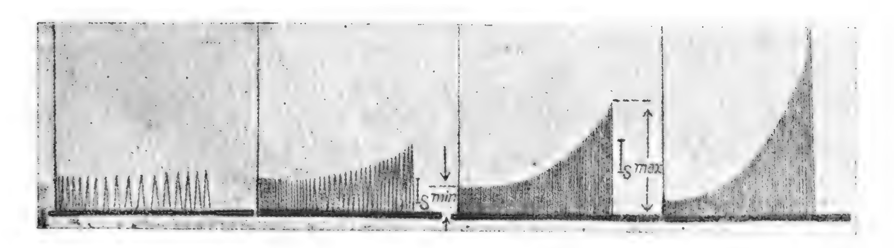
При $f_2 = 100$ Hz согласно фиг. 124 это отношение будет уже значительно больше:

$$\gamma = 9.$$

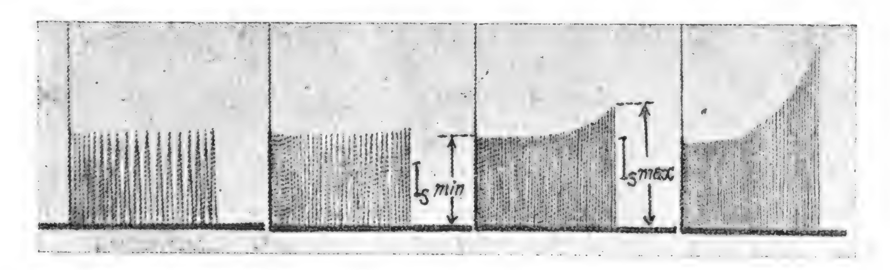
При проводе меньшей толщины ($2 \times 28$ mm) и несколько большего удельного сопротивления, заложенном в паз того же размера, что и в предыдущем случае ($9 \times 30$ mm), получились осциллограммы, изображенные на фиг. 125.

Как видно из сравнения фиг. 124 и 125, степень неравномерности распределения плотности тока, характеризующаяся [отношением $\gamma = \frac{i_{s\,max}}{i_{s\,min}}$, для провода согласно фиг. 125 получается меньше, чем в предыдущем случае.

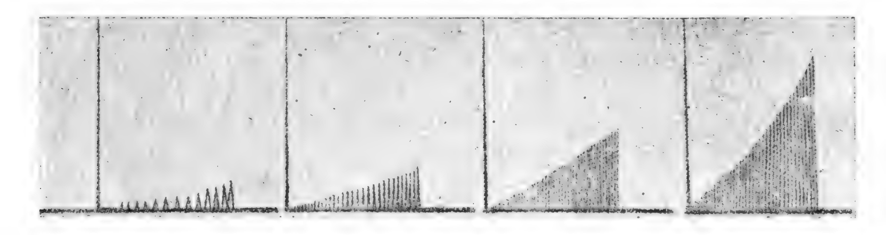
По нахождении величин $\gamma$ для разных частот согласно фиг. 124 и 125 были построены кривые фиг. 127, из которых видно, как возрастает коэфи-




Фиг. 124. Кривые распределения плотности тока $I_s$ по высоте привода при разных частотах ($f = 12{,}5$; 25, 50, 100 Hz). Размеры провода 5×28 mm.




Фиг. 125. Те же кривые, что на фиг. 124, но только для провода 2×28 mm.



Фиг. 126. Кривые распределения магнитной индукции в пазах при разных частотах ($f = 12{,}5$; 25, 50, 100 Hz).

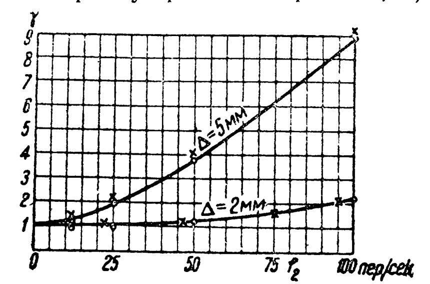
циент неравномерности с увеличением частоты тока, питающего провод; понятно, что кривые фиг. 127 имеют частное значение для проводов и пазов данных размеров.

Рядом с экспериментальными точками знаками × помечены точки, вычисленные для данного случая по формуле (109,1). Как видно, экспериментальные точки достаточно близки к теоретическим.

На фиг. 126 приведены осциллограммы, характеризующие распределение индукции магнитного рассеяния по высоте паза для проводника размером

$2 \times 28$ mm (фиг. 124); из фиг. 126 видно, что при малых частотах кривая изменения магнитной индукции рассеяние паза имеет характер прямой линии (ср. фиг. 117, *B*); по мере увеличения частоты мы наблюдаем некоторое искривление этой линии (ср. правую осциллограмму фиг. 126 и фиг. 117, *C*).

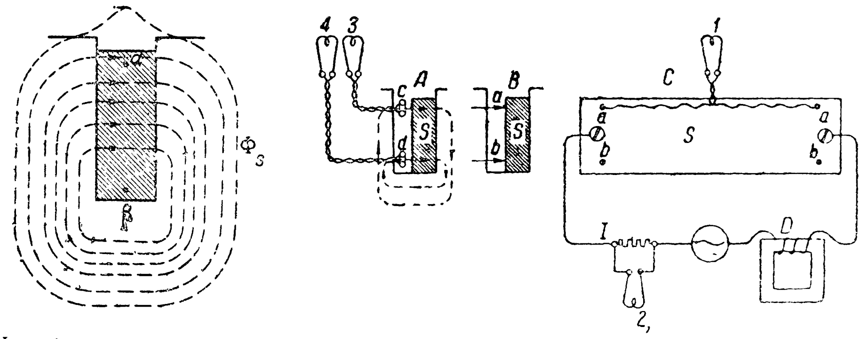
Таким образом результаты экспериментального исследования показывают правильность теоретических соображений о сущности явления „вытеснения тока“.




Фиг. 127. Отношение плотности тока в крайнем верхнем волокне к плотности тока в крайнем нижнем волокне при разных частотах.

**§ 110. Форма кривых токов, текущих в проводах ротора**[1]. До сих пор предполагалось, что кривые тех токов, которые текут в разных местах сечения массивного медного провода, заложенного в паз ротора или статора асинхронной машины, имеют одинаковую форму. Однако следующее рассмотрение показывает, что вышеуказанное предположение не всегда подтверждается на опыте.

Представим себе массивный медный провод, заложенный в паз, вроде показанного на фиг. 128 и 129, и предположим, что по этому проводу течет переменный ток. В какой-нибудь момент времени магнитный поток рассеяния $\Phi_s$, замыкающийся поперек паза, может быть изображен схематически, как показано на фиг. 128. Выделим в рассматриваемом проводе на фиг. 128 мысленно 2 волокна вдоль оси: одно волокно $\alpha$, расположенное ближе к воздушному зазору, и другое волокно $\beta$ — ближе к основанию паза.




Фиг. 128. Магнитный поток рассеяния $\Phi_s$ провода, заложенного в паз.

Фиг. 129. Опыт, выясняющий кривую распределения магнитной индукции паза.

Мы видим, что волокно $\beta$ будет сцеплено с большим потоком рассеяния, чем волокно $\alpha$. Таким образом коэфициент самоиндукции нижнего волокна $\beta$ будет больше, чем верхнего волокна $\alpha$. Поэтому высшие гармонические, которые будут в кривых тока провода, будут затухать сильнее для нижнего волокна $\beta$, чем для верхнего волокна $\alpha$. Отсюда ясно, что в кривой тока, текущего в нижнем волокне $\beta$, высшие гармонические будут благодаря большей самоиндукции в более сильной степени заглушены, чем это имеет место для верхнего волокна $\alpha$.

Таким образом кривая тока, текущего в нижнем волокне $\beta$, обладающем большим коэфициентом самоиндукции, будет более или менее приближаться к синусоиде, чего нельзя будет сказать про верхнее волокно $\alpha$, имеющее

[1] См. работу автора в журнале „Электричество“ № 19—20, 1929.

относительно малый коэфициент самоиндукции, в котором, следовательно, токи могут быть относительно сильно искаженными.

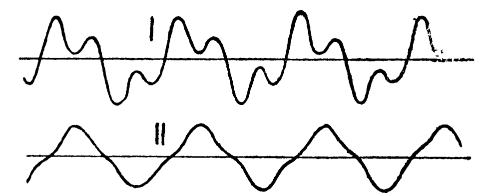
Для проверки вышесказанных предположений была собрана схема, показанная на фиг. 129, где:

*S* — массивный медный провод, заложенный в паз необмотанного якоря из листового железа;

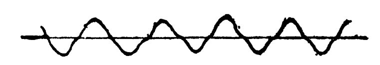
∾ — генератор переменного тока, дающий возможность изменять число периодов *f* в широких пределах:

*1—2—3—4*—шлейфы осциллографа;

*D* — реактивная катушка с большим магнитным насыщением, служащая для искусственного искажения формы кривой тока, текущего в испытуемом проводе;




Фиг. 130. *I* — кривая тока в верхнем волокне провода; *II* — кривая суммарного тока, текущего по всему сечению провода.



Фиг. 131. Кривая тока в нижней части массивного медного провода. Эта кривая снята при той же величине общего тока, текущего в стержне, что и осцилограммы *I* и *II* фиг. 130 (масштабы времени на осциллограммах фиг. 130 и 131 неодинаковы).

*a — a* — острия, соединенные с шлейфом *1* осциллографа и дающие возможность судить о форме кривой тока, текущего в верхнем волокне $\alpha$;

*b — b* такие же острия, служащие для снятия кривой тока, текущего в нижнем волокне $\beta$;

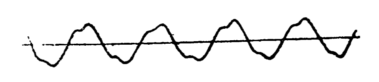
*c* — измерительная катушка, состоящая из трех витков тонкой проволоки, служащая для снятия кривой изменения части магнитного потока рассеяния, замыкающегося поперек верхней части паза;

*d* — такая же измерительная катушка для снятия кривой изменения магнитного потока, замыкающегося поперек паза в нижней части последнего.

Порядок опыта был следующий:



Фиг. 132. Кривая изменения магнитного поля в верхней части паза.



Фиг. 133. Кривая изменения магнитного поля в нижней части паза.

Через испытуемый провод *S*, заложенный в паз необмотанного якоря, пропускался ток от генератора ∾; при этом фотографировались осциллограммы суммарного тока (фиг. 129, шлейф *2*), падения напряжения в верхнем волокне $\alpha$ (шлейф *1*), в нижнем волокне $\beta$ (точки *b — b*) и магнитного поля в верхней и нижней частях паза (катушки *c* и *d*).

Опыты. На фиг. 130—133 изображены осциллограммы, полученные при опыте.

На фиг. 130 приведены кривая тока *I*, текущего в верхнем волокне провода (точки *a — a* на фиг. 128), и кривая *II*, представляющая собой кривую суммарного тока, текущего в стержне *S*; последняя кривая записана при помощи шлейфа *2* (фиг. 129).

На фиг. 131 дана кривая тока, текущего в нижнем волокне $\beta - \beta$ провода (фиг. 128); эта кривая была снята при той же величине общего тока, что и кривая *I* на фиг. 130.

Сравнивая между собой кривую *I* фиг. 130 и кривую фиг. 131, мы видим, что кривая тока, текущего в волокнах нижней части провода, имеет почти синусоидальный характер, в то время как кривая тока, текущего в верхних волокнах провода, имеет сильно искаженный характер.

Таким образом предположения, высказанные выше, в разделе 1, были полностью подтверждены на опыте.

На фиг. 132 и 133 даны кривые изменения магнитной индукции внутри паза; при этом кривая фиг. 132 относится к верхней части паза (снята при помощи измерительной катушки *c* и шлейфа *3*, фиг. 129), кривая фиг. 133 относится к нижней части паза (снята при помощи измерительной катушки *d* и шлейфа *4*, фиг. 129).

Из сравнения фиг. 132 и 133 видно, что кривая магнитной индукции верхней части паза имеет более искаженный вид, чем кривая магнитной индукции в нижней части паза[1].

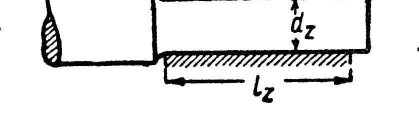
**§ 111. Механические потери.** Механические потери, возникающие в работающем асинхронном двигателе, можно разделить на следующие категории:

1) потери на трение в подшипниках;
2) потери на трение щеток о контактные кольца;
3) вентиляционные потери.

**§ 112. Потери на трение в подшипниках** (фиг. 134). На фиг. 134 схематически изображена шейка вала асинхронного двигателя, имеющая диаметр $d_z$ и рабочую длину $l_z$.

Давление на площадь проекции рабочей поверхности цапфы вала будет

$$p_z = \frac{P_z}{l_z \cdot d_z},$$




Фиг. 134. Шейка вала асинхронного двигателя.

где $P_z$ — сила в килограммах, действующая на цапфу:
$l_z$ — рабочая длина цапфы в сантиметрах и
$d_z$ — диаметр цапфы в сантиметрах.

Величина давления $p_z$ обычно не бывает больше 40 kg/cm², а чаще всего $p_z$ колеблется в пределах 10—12 kg/cm².

Потери на трение в цапфе в среднем возрастают пропорционально 1,5 степени от окружной скорости цапфы $v_z$; эти потери могут быть подсчитаны по следующей эмпирической формуле:

$$V_n \approx 0{,}7 \cdot d_z \cdot l_z \cdot v_z^{1,5} \text{ ватт}, \qquad (112,1)$$

где $v_z$ — окружная скорость цапфы в m/sec.

---

[1] Чрезвычайно интересным было бы найти кривые изменения тока в нижних и верхних волокнах проводов обмоток асинхронного двигателя, работающего в действительных условиях. Также представляет большой интерес экспериментально проследить вопрос о величине и о форме кривых токов в проводах пусковой и рабочей обмоток короткозамкнутого ротора типа Бушеро, работающего при разных режимах.

К этим вопросам автор надеется вернуться в одной из последующих работ.

Можно считать грубо приближенно, что в среднем потери на трение в подшипниках составляют 0,5% от всей мощности машины. Для шариковых подшипников потери на трение получаются значительно ниже.

Потери в шариковых подшипниках в среднем получаются в 10 раз менее, чем в подшипниках трения. Поэтому теперь моторы малой и средней мощности часто выполняют с шариковыми подшипниками.

Потери на трение в шариковых подшипниках могут быть подсчитаны приближенно на основании следующей эмпирической формулы:

$$V_n \approx 0{,}015 \cdot \frac{P_z}{d_0} \cdot v_z \text{ ватт}, \qquad (112,2)$$

где $P_z$ — давление в килограммах на шейку вала;

$d_0$ — диаметр окружности, проходящей через центры шариков;

$v_z$ — окружная скорость на внешней поверхности цапфы.

**§ 113. Потери на трение щеток о контактные кольца.** Эти потери могут быть подсчитаны по следующей эмпирической формуле:

$$V_k \approx 0{,}3 \cdot F_b \cdot v_k,$$

где $F_b$ — поверхность контакта всех щеток в кв. сантиметрах и

$v_k$ — окружная скорость на поверхности контактных колец в m/sec.

**§ 114. Вентиляционные потери.** При вращении ротора частицы воздуха, прилегающие к нему, увлекаются и приводятся в вихревое движение.

Мощность, соответствующая этим потерям, точному учету не поддается. Величина этих вентиляционных потерь зависит от конструкции машины (расположения обмоток, числа и величины воздушных каналов и т. п.) и от окружной скорости ротора.

При окружной скорости ротора, не превышающей 20 m/sec, вентиляционные потери обычно можно принять равными грубо приближенно 20—30% от потерь на трение в подшипниках.

При больших окружных скоростях и усиленной искусственной вентиляции (например, в турбомоторах) вентиляционные потери могут иногда достигать 2—3% от всей мощности двигателя.

ТАБЛИЦА 14

**Средняя величина вентиляционных потерь**

| | | |
|---|---|---|
| Быстроходные машины . . | (40 ÷ 60) kW<br>(350—1 000 об/мин) | (1 ÷ 3)% от мощности машины |
| Тихоходные машины . . . | (500 — 50) kW | (0,8—1,5)% от мощности машины |

**§ 115. Коэфициент полезного действия.** Зная мощность, соответствующую потерям, можно вычислить к. п. д. асинхронного двигателя по формуле

$$\eta = \frac{\text{мощность на валу}}{\text{мощность, подведенная из сети}} = \frac{P_2}{P_1} = \frac{P_2}{P_2 + \Sigma V},$$

где $\Sigma V$ — сумма всех потерь.

Эта сумма $\Sigma V$, как было выяснено выше, составляется из следующих слагаемых:

1) потери на гистерезис в статоре . . . . . . . . . . . . . . $V_{h1}$;
2) „ „ „ „ роторе . . . . . . . . . . . . . . $V_{h2}$;
3) „ „ токи Фуко в железе статора . . . . . . . . . . $V_{f1}$;
4) „ „ „ „ „ „ ротора . . . . . . . . . . $V_{f2}$;
5) джоулево тепло в статоре . . . . . . . . . . . . . . . $V_{k1}$;
6) „ „ „ роторе . . . . . . . . . . . . . . . . . $V_{k2}$;
7) механические потери . . . . . . . . . . . . . . . . . . . $V_{\varrho}$.

Все перечисленные группы потерь с изменением нагрузки двигателя изменяются в большей или меньшей степени.

Величина потерь на гистерезис в статоре $V_{h1}$ с увеличением нагрузки несколько уменьшается; причиной этого является то обстоятельство, что величина вращающегося магнитного потока с увеличением нагрузки двигателя уменьшается. Потери на гистерезис в роторе $V_{h2}$, наоборот, при этом возрастают, так как с увеличением нагрузки увеличивается скольжение ротора, и число циклов перемагничивания соответственно возрастает.

Поэтому приближенно можно предположить, что сумма потерь $V_{h1}+$ $+V_{h2}$ в асинхронном двигателе почти не меняется с нагрузкой:

$$V_{h1}+V_{h2}\approx \text{const}.$$

То же самое можно сказать и про потери на вихревые токи в железе статора и ротора. Таким образом мы можем предположить, что сумма этих потерь с нагрузкой двигателя практически не меняется:

$$V_{f1}+V_{f2}=\text{const}.$$

Другая группа потерь — механические потери — также не зависит практически от нагрузки двигателя, поскольку число оборотов в минуту его при изменении нагрузки меняется мало.

Таким образом мы видим, что сумма потерь холостого хода

$$V_h+V_f+V_{\varrho}$$

практически почти не зависит от нагрузки двигателя.

Кроме рассмотренной нами группы потерь, которую мы всюду в дальнейшем для краткости будем называть „потерями холостого хода", в асинхронном двигателе, как было сказано выше, есть группа потерь, в сильной степени зависящих от нагрузки двигателя: это так называемая группа „нагрузочных потерь"

$$V_1+V_2=m_1\cdot I_1^2\cdot r_1+m_2\cdot I_2^2\cdot r_2\equiv I_1^2.$$

Эти потери изменяются пропорционально второй степени тока двигателя.

**§ 116. Кривые к. п. д.** Зная все потери асинхронного двигателя, можно построить кривую к. п. д. в функции нагрузки двигателя.

Если мы будем исследовать асинхронные двигатели разных типов, но одной и той же мощности и быстроходности, то нам бросится в глаза,

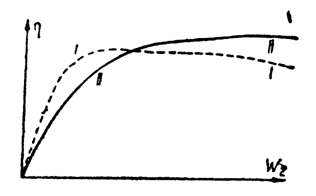
что двигатели одного типа будут иметь кривую к. п. д., примерный вид которой указан на фиг. 135 в виде кривой *I*, а двигатели других типов будут иметь кривую к. п. д. согласно кривой *II*.

Таким образом существуют два типа асинхронных двигателей:

1) тип I, при котором наибольший к. п. д. $\eta_{max}$ получается при нагрузках, меньших нормальной;

2) тип II, при котором $\eta_{max}$ получается при нормальной нагрузке.

Кривая *I* (фиг. 135) относится к тому типу машин, которому соответствуют сравнительно малые потери железа и относительно большие потери меди. Как будет выяснено ниже, машины этого типа имеют относительно малые магнитные индукции и малый поток, но имеют сравнительно большое число витков в обмотках статора и ротора.



Фиг. 135. Кривые к. п. д. асинхронного двигателя.

Машины типа II отличаются относительно большими потерями в железе и сравнительно малыми потерями в меди.

Если асинхронный двигатель предназначен для работы с частой недогрузкой, то такая машина должна быть спроектирована с относительно малыми потерями холостого хода; нагрузочные потери такой машины при этом могут быть относительно велики.

Если, наоборот, двигатель предназначен, главным образом, для работы под полной нагрузкой, то такой двигатель следует проектировать таким образом, чтобы кривая к. п. д. имела характер кривой *II*, в таком двигателе, как было сказано, потери холостого хода могут быть относительно велики, но зато нагрузочные потери (джоулево тепло) должны быть по возможности малы.

## *ГЛАВА XII*

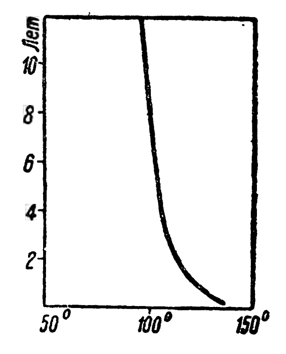
## НАГРЕВАНИЕ МАШИН

**§ 117. Влияние нагревания на продолжительность службы изоляции.** Как было сказано выше, превращение энергии в электрической машине сопровождается потерями.

Энергия, потерянная в машине, превращается в тепло и нагревает машину.

Продолжительность службы электрических машин в значительной мере обусловлена состоянием ее изоляции. Влияние нагревания и его продолжительности на стойкость хлопчатобумажной изоляции машин было исследовано Штейнметцем и Ламме (Steinmetz u. Lamme).

На фиг. 136 приведена кривая, полученная ими на основании многолетних опытов.



Фиг. 136. Кривая зависимости срока службы изоляции от температуры ее нагрева.

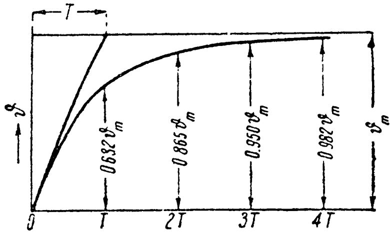
На этой кривой по осям абсцисс отложены температуры в °C, а по осям ординат — продолжительность службы изоляции в годах. Эта кривая показывает, что наибольшей еще безопас-

ной температурой для хлопчатобумажной изоляции является примерно 95°. При больших температурах изоляция начинает обугливаться, и срок ее службы понижается. Так, например, из фиг. 136 видно, что при температуре 125° продолжительность службы изоляции равна всего нескольким месяцам.

**§ 118. Изменение температуры нагрева электрической машины в функции времени.** Потери, развивающиеся при работе электрической машины, вызывают повышение температуры машины.

Если нагревать какое-либо тело путем подведения к нему энергии постоянной мощности, то процесс нагрева изобразится кривой, которая имеет некоторое сходство по внешней форме с кривой намагничения железа (фиг. 137).

Опыт и теория показывают, что кривая нагрева асимптотически стремится к постоянной величине — к постоянной конечной максимальной температуре перегрева $\nu_{max}$, которая получается при установившемся процессе.



Фиг. 137. Кривая нагрева.

Если нагревание начинается с перегрева $\vartheta = 0$, т. е. когда температура помещения и машины одна и та же, то процесс нарастания перегрева машины $\vartheta$ над окружающей температурой в функции времени может быть представлен при помощи уравнения

$$\vartheta = \vartheta_{max}\left(1 - e^{-\frac{t}{T}}\right), \quad (116,1)$$

где $\vartheta$ — перегрев или разность температур, равная превышению температуры нагретого тела над окружающей температурой;

$\vartheta_{max}$ — максимальный перегрев, получающийся при установившемся процессе;

$t$ — время, протекшее от начала процесса;

$T$ — так называемая постоянная времени.

Уравнение (117,1) представляет собой уравнение показательной кривой. Физический смысл постоянной времени $T$ можно уяснить, если в уравнении (117,1) положить $t = T$; в последнем случае получится

$$\vartheta = \vartheta_{max}(1 - e^{-1}),$$

откуда

$$\vartheta = \vartheta_{max}\,\frac{e-1}{e};$$

$$\vartheta = 0{,}633\ \vartheta_{max}.$$

Таким образом мы видим, что $T$ есть время, в течение которого машина нагревается до температуры, равной 0,633 от установившейся.

При $t = 4T$ найдем $\vartheta = 0{,}98\ \vartheta_{max}$. Можно считать при $t = 4T$ тепловой режим вполне практически установившимся.

Теория показывает, что постоянная времени $T$ может быть выражена следующим образом:

$$T = \frac{G \cdot c}{S \cdot a},$$

где $G$ — вес тела в kg;

$c$ — удельная теплоемкость, т. е. количество тепла в больших калориях, необходимое для нагрева 1 kg данного тела на 1° С;

$S$ — поверхность тела в cm²;

$\alpha$ — коэфициент рассеяния, т. е. количество тепла в больших калориях, рассеиваемое в 1 сек. 1 cm² данной поверхности при превышении температуры последней над температурой окружающей среды на 1° С.

Заметим, что постоянная времени $T$ может быть найдена графически путем проведения касательной к кривой нагрева в точке начала координат, как показано на фиг. 137.

При $t = \infty$ из уравнения (117,1) получаем

$$\vartheta = \vartheta_{max}.$$

Эта величина представляет собой конечное превышение температуры, которое получается в машине после бесконечно долгого времени ее работы.

Практически состояние установившегося нагрева в машине в зависимости от ее мощности наступает в среднем через $t = 4T$, т. е. через 3—5 час. для малых машин, через 5—10—20 час. для средних и больших машин[1].

**§ 119. Классификация изолирующих материалов.** Все изолирующие материалы, применяемые в электрических машинах, в отношении допускаемых для них наибольших температур нагрева разделяются на следующие четыре класса:

а) Класс 0. Непропитанные и непогруженные в масло волокнистые материалы, как-то: хлопчатобумажная пряжа и ткань, натуральный шелк; бумага и тому подобные органические вещества.

Примечание. Изолирующие материалы класса 0 в электрических машинах применять не рекомендуется.

b) Класс А. Пропитанные или погруженные в масло волокнистые материалы, как-то: хлопчатобумажные пряжа и ткань, натуральный шелк, бумага и тому подобные органические вещества, а также эмаль, служащие для покрытия проводников.

Примечание. Хлопчатобумажная, бумажная и шелковая изоляция считается „пропитанной“, если пропитывающее вещество вытесняет собой воздух между отдельными волокнами, причем это вещество не обязательно должно заполнять собой промежутки между изолированными проводниками.

Пропитывающее вещество не должно разжижаться под влиянием допустимых предельных температур; оно должно быть теплостойким и должно обладать хорошими изолирующими свойствами.

с) Класс В. Препараты из слюды, асбеста и тому подобных материалов минерального происхождения со связующими веществами.

Примечание. Если совместно с изоляционным материалом класса В с целью крепления применяется в небольшом количестве изоляционный материал класса А, то подобная комбинированная изоляция может быть отнесена

---

[1] См. Испытания электрических машин постоянного тока под ред. проф. Л. М. Пиотровского.

ТАБЛИЦА 15

**Наибольшие допускаемые, наблюдаемые температуры и наибольшие допускаемые превышения температуры частей машины**

| № по пор. | Класс изоляции | Наименование частей машины или род обмотки | Наибольшая наблюдаемая температура в °С | Наибольшее превышение температуры в °С | Метод измерения |
|---|---|---|---|---|---|
| 1 | Класс 0 | Все обмотки на вращающихся и неподвижных частях машины за исключением указанных ниже в пп. 5, 6 и 7 этой таблицы | 80 | 45 | Методы сопротивления с проверкой по методу термометра |
| 2 | Класс А | Все обмотки на вращающихся и неподвижных частях машины за исключением указанных ниже в пп. 5, 6 и 7 этой таблицы | 95 | 60 | |
| 3 | Класс В | Все обмотки на вращающихся и неподвижных частях машины за исключением указанных ниже в пп. 5, 6 и 7 этой таблицы | 115 | 80 | |
| 4 | Класс С | Все обмотки на вращающихся и неподвижных частях машины за исключением указанных ниже в пп. 5, 6 и 7 этой таблицы | Ограничены таким нагревом, при котором температура средних частей, а также превышение температуры, не превосходит допускаемых для этих частей пределов | | |
| 5 | Класс 0, А и В | Изолированные, постоянно замкнутые накоротко обмотки. Обмотки, не позволяющие измерять сопротивление без нарушения целости обмотки | На 5° выше, чем указанные в пп. 1, 2 и 3 этой таблицы | | Метод термометра |
| 6 | Без изоляции | Постоянно замкнутые накоротко обмотки | Как в п. 4 этой таблицы | | |
| 7 | Все классы | Однородные обмотки возбуждения с голой неизолированной поверхностью | На 5° выше, чем указанные в пп. 1, 2 и 3 этой таблицы | | Как в пп. 1—4 этой таблицы |

| № по пор. | Класс изоляции | Наименование частей машины или род обмотки | Наибольшая наблюдаемая температура в °С | Наибольшее превышение температуры в °С | Метод измерения |
|---|---|---|---|---|---|
| 8 | — | Листовая сталь, не соприкасающаяся с обмотками | Как в п. 4 этой таблицы | | Метод термометра |
| 9 | — | Листовая сталь с уложенными в ней обмотками | Как в пп. 1, 2, 3 и 4 этой таблицы | | |
| 10 | — | Коллектор и контактные кольца | 95 | 60 | |
| 11 | — | Подшипники | 80 | 45 | |
| 12 | — | Все другие части | Как в п. 8 этой таблицы | | |

к классу В в том случае, если электрические и механические свойства обмотки с этой изоляцией не ухудшаются из-за действия более высокой температуры, допускаемой для материалов класса В (здесь под словом „ухудшение“ следует понимать, что не будут иметь места никакие изменения, которые могут сделать изоляцию непригодной для длительной работы).

d) Класс С. Слюда без связующих материалов, фарфор, стекло, кварц и другие подобные материалы.

Примечание. Если для изоляции различных частей обмотки (как-то: утопленных во впадинах и лобовых) применены разные материалы, то предельная допустимая температура для каждой из частей обмотки определяется примененной для этой части изоляцией.

Если изоляция, примененная для какой-либо части машины, состоит из чередующихся слоев изолирующих материалов разных классов (например, чередующихся слоев материалов класса А и класса В), то предельно допустимой для такой части температурой является та температура, которая соответствует материалу с наименьшей предельной температурой.

**§ 120. Допускаемый нагрев машины.** Из предыдущего ясно, что температура работающей машины не должна превосходить некоторой нормы во избежание обугливания и порчи изоляции.

Из кривой фиг. 136 мы видели, что при температуре 95° хлопчатобумажная изоляция начинает обугливаться и разрушаться.

В табл. 16 приводится нормальная шкала допускаемых температур, принятая последним Всесоюзным электротехническим съездом.

В графе 1 этой таблицы приведены допускаемые повышения температур при условии, что окружающая температура не выше 35° С. В графе 2 приведены наибольшие допускаемые температуры, которые безопасно может выдерживать изоляция (табл. 16).

ТАБЛИЦА 16

| Наименование | Наибольшее допускаемое повышение температуры | Наибольшая допускаемая температура |
|---|---|---|
| Вращающиеся изолированные обмотки при изоляции: | | |
| 1) из хлопчатой бумаги . . . . . . . . | 50° | 85° |
| 2) из бумаги . . . . . . . . . . . . | 60° | 95° |
| 3) из слюды, асбеста и препаратов из них | 80° | 115° |
| Для неподвижных обмоток допустимо увеличение этих цифр на 10° . . . . . . | | |
| Коллекторы . . . . . . . . . . . . . . . . | 60° | 95° |

**§ 121. Эмпирические формулы для подсчета перегрева машины.** Ясно, как важно при проектировании машины иметь возможность хотя бы с грубым приближением заранее подсчитать температуры частей машины с целью убедиться, что они не превзойдут допускаемых норм.

Для подсчета повышения температуры, однако, нет вполне надежных и точных формул; при расчете обычно приходится пользоваться эмпирическими, грубо приближенными формулами, которые, впрочем, для отдельных типов машин довольно хорошо оправдываются на опыте.

**§ 122. Общее выражение для нахождения повышения температуры.** Прежде чем переходить к конкретной задаче о нахождении температуры нагретого асинхронного двигателя, представим себе некоторый общий случай.

Представим себе, например, какое-либо тело любой формы и предположим, что это тело непрерывно нагревается благодаря тем потерям энергии $\Sigma V$, которые в ней наблюдаются. Установившееся повышение температуры такого тела над окружающей температурой будет представлять собой вообще некоторую функцию потерь $\Sigma V$ и поверхности охлаждения $F$.

Согласно основным законам излучения тепла температура $T$, до которой будет нагрето тело, будет прямо пропорциональна потерям $\Sigma V$ и обратно пропорциональна поверхности охлаждения $F$:

$$T \equiv \frac{\text{потери}}{\text{поверх. охлажд.}} = C \cdot \frac{\Sigma V}{F} = \frac{C}{\left(\frac{F}{\Sigma V}\right)},$$

где $C$ — некоторая константа.

Выражение, входящее в знаменатель вышенаписанной формулы $\left(\frac{F}{\Sigma V}\right)$, будет представлять собой поверхность охлаждения, приходящуюся на единицу потерь; эту величину в дальнейшем будем называть удель-

ной поверхностью охлаждения и будем обозначать ее через $f$:

$$f = \frac{F}{\Sigma V}.$$

Таким образом общее выражение, характеризующее повышение температуры, получает следующий вид:

$$T = \frac{C}{f}. \qquad (122,1)$$

**§ 123. Повышение температуры железа статора.** Железо статора асинхронного двигателя будет нагреваться вследствие потерь на гистерезис $V_h$, на токи Фуко $V_f$ и части потерь на джоулево тепло $V_{kz}$.

Сумма этих потерь будет

$$\Sigma V = V_h + V_f + V_{kz}. \qquad (123,1)$$

Джоулевы потери в обмотке статора могут быть найдены из формулы

$$V_k = m_1 \cdot I_1^2 \cdot r_1. \qquad (123,2)$$

Железо статора нагревается не всеми джоулевыми потерями $V_k$, а некоторой меньшей их величиной.

С известным вероятием можно предположить, что часть тепла, выделяющегося в обмотке статора, рассеивается в пространство через посредство торцевых соединений, а другая оставшаяся часть джоулевых потерь нагревает железо статора. Поэтому мы можем (до некоторой степени условно) положить, что железо статора нагревают не все джоулевы потери $V_k$, но только некоторая их часть, равная

$$V_{kz} = \frac{l_1}{l_a} (m_1 \cdot I_1^2 \cdot r_1), \qquad (123,3)$$

где $l_1$ — длина железа статора,

$l_a$ — длина одного полувитка.

Зная потери, нагревающие железо статора, и поверхность охлаждения, мы можем найти удельную поверхность охлаждения для статора:

$$f_s = \frac{F_s}{V_h + V_f + V_{kz}}. \qquad (123,4)$$

Поверхность охлаждения $F_s$ зависит от размеров машины и ее конструкции. Увеличивая число вентиляционных каналов, можно соответственным образом увеличить $F_s$.

Опытный коэфициент $C$, входящий в формулу (122,1) зависит от конструкции машины и характера ее охлаждения.

На основании опытных данных для машин полузакрытого типа можно принять в среднем $C = 200 \div 300$.

Таким образом эмпирическая формула для определения повышения температуры железа статора получит следующий вид:

$$T_s = \frac{C}{f_s} = \frac{200 \div 300}{f_s}. \qquad (123,5)$$

**§ 124. Влияние вентиляционных прослоек на величину удельной поверхности охлаждения.** Тепло, выделяющееся в железе статора путем теплопроводности, легче всего отводится в радиальном направлении. В аксиальном направлении движение тепла в толще железа сильно затруднено вследствие наличия между железными листами бумажных прослоек, являющихся скверным проводником тепла.

Согласно опытным данным коэфициент теплопроводности в железе ротора или статора для радиального направления в 60—100 раз больше, чем для аксиального. Поэтому в настоящее время при проектировании новых машин стремятся расположить возможно большее число вентиляционных прослоек с таким расчетом, чтобы ширина железных пакетов получилась не особенно большой и была около 60—80 mm.

В случае наличия вентилятора иногда в железе статора и ротора для увеличения интенсивности охлаждения вентиляционные каналы располагают в аксиальном направлении.

Зная размеры якоря и число вентиляционных радиальных прослоек $n_s$, мы можем подсчитать величину активной поверхности охлаждения для статора

$$F_s = \pi \cdot D_1 \cdot l + \frac{\pi}{4} (D_1^2 - D^2) \cdot (2 + n_s)^{1}, \qquad (124,1)$$

где $D_1$ — внешний диаметр статора;

$D$ — внутренний диаметр статора;

$n_s$ — число вентиляционных прослоек.

**§ 125. Нагрев меди статора.** Повышение температуры над температурой окружающей среды для меди статора можно найти на основании эмпирической формулы, имеющей такой же общий вид, как и вышерассмотренная формула (122,1):

$$T = \frac{C}{f_s},$$

где $C$ — некоторая эмпирическая константа и $f_s$ — удельная поверхность охлаждения, равная отношению

$$\frac{\text{поверхн. охлажд.}}{\text{потери}} = \frac{F}{\Sigma V}.$$

В качестве охлаждающей поверхности статора условно для надежности будем считать только ту поверхность цилиндра, по которой размещены провода обмотки, т. е. внутреннюю цилиндрическую поверхность железа статора.

Площадь этой цилиндрической поверхности будет $\pi D \cdot l_1$.

Для того чтобы учесть улучшение охлаждения, обусловленное вращением ротора, мы будем в расчет вводить другую несколько бо́льшую величину:

$$F_s = \pi D \cdot l_1 (1 + 0{,}05 \cdot v). \qquad (125,1)$$

---

[1] На первый взгляд могло бы показаться, что в выражении (124,1) в скобках должно стоять $(2 + 2n_s)$. В выражение (124,1) введена не вся внутренняя поверхность охлаждения вентиляционных каналов, а только половина этой охлаждающей поверхности, потому что отдача тепла внутри каналов затруднена вследствие близкого расположения друг относительно друга стенок канала.

Здесь:

$D$ — диаметр внутренней расточки статора и $v$ — окружная скорость ротора в m/sec.

При помощи эмпирического множителя $(1 + 0{,}05v)$ в формуле (125,1) приближенно учтено улучшение вентиляции и охлаждения, обусловленное вращением ротора.

Медь статора нагревается не только тем джоулевым теплом, которое выделяет обмотка статора, но также и теми потерями на гистерезис и токи Фуко, которые образуются в железе статора.

С известной долей вероятности можно предположить, что медь статора нагревается, главным образом, теми потерями на гистерезис и токи Фуко, которые выделяются в самых зубцах железа статора $V_{fz} + V_{hz}$.

При изучении вопроса о нагреве обмотки статора целесообразно выделить так называемый „рабочий слой", состоящий из проводов самой обмотки и зубцов железа [1]. Провода обмотки выделяют тепло вследствие джоулевых потерь, зубцы выделяют тепло вследствие потерь в них на гистерезис и токи Фуко: $V_{hz} + V_{fz}$.

Можно с известной степенью вероятности предположить, что „рабочий слой" нагревается, главным образом, потерями

$$V_{hz} + V_{jz} + \frac{l_1}{l_a} \cdot V_k = \sum V,$$

где $\frac{l_1}{l_a} \cdot V_k$ — часть потерь на джоулево тепло, выделяемых обмоткой статора, соответствующая рабочей цилиндрической поверхности статора.

На основании сказанного выше удельная поверхность охлаждения для статора будет:

$$f_s = \frac{F_z}{\Sigma V} = \frac{\pi D l_1 (1 + 0{,}05v)}{V_{hz} + V_{jz} + \frac{l_1}{l_a} \cdot V_k}. \qquad (125{,}2)$$

Коэфициент $C$ обычно колеблется в пределах $C = 300 \div 400$.

Таким образом формула для нахождения повышения температуры меди статора примет окончательно следующий вид:

$$T = \frac{C}{f_s} = \frac{300 \div 400}{f_s}. \qquad (125{,}3)$$

**§ 126. Нагрев меди ротора.** Ротор асинхронного двигателя в отношении нагрева находится в более благоприятных условиях, чем статор; причиной этого служат следующие два обстоятельства:

1) благодаря вращению ротора воздух более энергично омывает его обмотку и отводит тепло, которое выделяется в обмотке, обтекаемой током;

2) вследствие того что ротор вращается в ту же сторону, что и вращающееся магнитное поле (причем скорость вращения ротора лишь

---

[1] Акад. К. И. Шенфер, Динамомашины постоянного тока, ч. 2.

немногим меньше скорости вращающегося потока), число циклов перемагничения в 1 сек. и, следовательно, потери железа в роторе при нормальной скорости очень невелики.

Таким образом можно приближенно принять, что ротор нагревается только джоулевыми потерями в своей обмотке.

Так как торцевые части обмотки ротора омываются окружающим воздухом и охлаждаются очень хорошо, то в расчет можно вводить часть $\frac{l_1}{l_a}$ джоулевых потерь, выделяющихся только на рабочей цилиндрической поверхности ротора:

$$V_{kr} = m_2 \cdot I_2^2 \cdot r_2 \cdot \frac{l_1}{l_a},$$

где $l_a$ — средняя длина одного полувитка секции обмотки ротора и $l_1$ — длина ротора.

Повышение температуры обмотки ротора $T_r$ над окружающей можно найти на основании следующей эмпирической формулы

$$T_r' \approx \frac{\text{const}}{f_r} = \frac{150 \div 200}{f_r}, \qquad (126,1)$$

где $f_r$ — удельная поверхность охлаждения, равная

$$\frac{\text{поверх. охлажд.}}{\text{потери}} = \frac{F_r}{V_{kr}} = \frac{\pi D \cdot l_1}{m_2 \cdot I_2^2 \cdot r_2 \cdot \frac{l_1}{l_a}}.$$

Заводский опыт. Все вышеприведенные формулы для выяснения температуры нагрева двигателя носят весьма приближенный характер.

От выбора величины коэфициента $C$ зависит правильность полученных из расчета результатов.

На электромашиностроительных заводах имеется большое количество опытных данных, относящихся к нагреву построенных машин различных типов.

На основании этих данных можно найти для каждого типа машины опытные коэфициенты $C$, которые могут быть использованы затем при расчетах новых машин того же типа. В этом случае при правильном выборе коэфициентов $C$ расчет на нагрев получает несколько бо́льшую точность.

**§ 127. Теплопроводность изолирующих и активных материалов.** Повышение плотности тока в проводниках влечет за собой увеличение потерь и перегрева машины.

Величина допускаемого перегрева зависит, во-первых, от тепловой прочности изолирующих материалов и, во-вторых, от теплопроводности изоляции. Чем выше теплопроводность изоляции, тем совершеннее происходит отвод тепла от проводников, нагреваемых током, и тем больше плотность тока может быть допущена в проводниках и тем выше, следовательно, может быть получено использование материалов машины. Для изоляционных материалов могут быть допущены лишь определенные превышения температуры, предписываемые нашими электротехническими нормами (см. табл. 16).

Ввиду этого хорошая теплоотдача обмоток и железа машины во внешнюю среду и хорошее выравнивание тепла являются необходимыми условиями надежной работы машины. Проводниковый материал, медь или алюминий, имеет относительно большую теплопроводность.

Что касается динамного железа, или, как теперь говорят, динамной листовой стали [1], то здесь продольная и поперечная тепловая проводимости имеют разные значения вследствие наличия изоляционных прослоек между железными листами. Наблюдается, что в общем продольная проводимость листового спрессованного железа в 40 до 100 раз больше, чем поперечная проводимость. Известно, что пропитанные лаком или маслом хлопчатобумажные изоляционные материалы имеют тепловую проводимость, в 3—4 раза большую, чем непропитанные. Тепловая проводимость асфальта примерно в 3 раза больше, чем слюды и пропитанных хлопчатобумажных материалов.

Тепловая проводимость воздуха составляет всего $^1/_{10}$ от тепловой проводимости пропитанной хлопчатобумажной изоляции.

Поэтому воздушные прослойки между слоями изоляции являются крайне вредными. Заметим, что в высоковольтных машинах воздушные прослойки в изоляции являются крайне опасными, так как при известных условиях могут послужить причиной появления „тлеющего“ или „светящегося“ разряда и связанной с этим порчи изоляции и пробоя.

Воздушных прослоек можно избежать путем тщательной пропитки секций изоляционными лаками асфальтом или асфальтирования обмотки в вакууме, т. е., как говорят, „компаундирования“ обмотки.

Большое значение в эксплоатации имеет теплостойкость изоляции. Поэтому препараты из асбеста и слюды для изоляции обмоток в последнее время начинают находить все большее распространение.

В связи с этим следует также упомянуть об удачных опытах применения изоляционной массы, главной составной частью которой является кварц в виде песка или пыли, являющихся хорошим изолирующим веществом с большой тепловой проводимостью.

Так, например, добавление кварцевого песка в компаундную массу увеличивают тепловую проводимость изолирующей массы примерно в пять раз.

Этот тип изоляции теперь начинает постепенно внедряться на практике.

**§ 128. Расчет вентилятора.** Опыт показывает, что для надлежащего охлаждения машины на каждый киловатт потерь должно в среднем приходиться около 3—4 m³ охлаждающего воздуха, прогоняемого вентилятором в течение 1 мин. (см. „The Electric Journal“ № 3, 1931, и M. Walker, Specification and Design of Dynamo-Electric Machinery).

Так, например, если у нас имеется асинхронный мотор полезной мощности в 20 kW, потери которого при полной нагрузке составляют около 2 kW, то через нагретые части такой машины необходимо будет прогнать вентилятором в течение 1 мин. количество воздуха, примерно равное

$$2 \cdot 4{,}0 = 8 \text{ m}^3/\text{min}.$$

[1] Ввиду того что листовое железо в динамостроении никогда не применяется чистым, а с примесями.

Вентилятор машины данного примера должен быть рассчитан на вышенайденное число куб. метров воздуха в 1 мин.

**§ 129. Машины „закрытого типа“.** В совершенно закрытых двигателях охлаждение обмоток машины и активного железа весьма затруднено, так как отдача тепла в окружающую среду при этом происходит через посредство внешней поверхности станины, окруженной неподвижным воздухом.

Такие совершенно закрытые двигатели могут быть продолжительно нагружаемы только до $^3/_4$ или даже иногда только до $^1/_2$ мощности такого же двигателя открытого типа.

Моторы закрытого типа часто также снабжаются вентилятором, обеспечивающим хорошее перемешивание и равномерный нагрев воздуха и всех частей внутри машины.

## *ГЛАВА XIII*

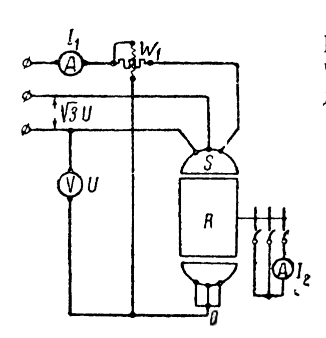
## ВЫВОД КРУГОВОЙ ДИАГРАММЫ

**§ 130. Опыт.** Предположим, что у нас имеется асинхронный двигатель, статор которого $S$ приключен к сети с постоянным линейным напряжением $U \cdot \sqrt{3}$ и ротор которого $R$ замкнут на короткое (фиг. 138).

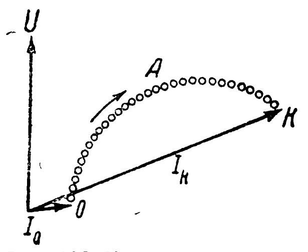
При помощи амперметров, показанных на фиг. 138, мы можем измерить тот ток $I_1$ и $I_2$, который течет в обмотках статора и ротора при разных нагрузках двигателя.

Записывая при опыте, кроме того, показания ваттметра $W_1$, мы сможем для каждой нагрузки двигателя найти соответственный угол сдвига фаз между током в фазе $I_1$ и фазовым напряжением $U_k$.

Если величины тока статора $I_1$ для разных нагрузок двигателя построить на чертеже по величине и фазе, то мы увидим, что концы всех векторов



Фиг. 138. Схема соединений приборов для измерения силы тока и мощности, поступающей в асинхронный двигатель из сети.



Фиг. 139. Круговая диаграмма, построенная по точкам, полученным из опыта.

тока $I_1$ будут лежать на некоторой окружности $A$ (фиг. 139). Таким образом мы видим, что асинхронный двигатель имеет круговую диаграмму.

**§ 131. Краткая история.** Круговая диаграмма представляет собой могущественное средство в деле изучения рабочего процесса не только

асинхронных двигателей, но вообще многих электрических аппаратов и цепей переменного тока, заключающих в себе в разных комбинациях самоиндукцию и омическое сопротивление (а также иногда и емкость).

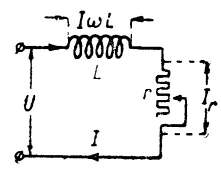
Существование круговой диаграммы для асинхронного двигателя было впервые доказано почти одновременно и независимо друг от друга Гейландом (Heyland) и Берендом (Behrend) в 1894 — 1895 гг.

Проф. Осанна (Osanna) построил точную круговую диаграмму, в которой были учтены все потери, в том числе и потери статора, которыми в первых своих работах пренебрегли Гейланд и Беренд (1899 г.).

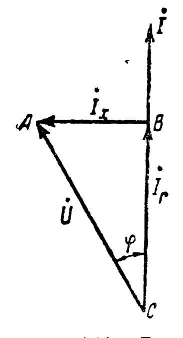
Проф. К. А. Круг дал точное математическое доказательство круговой диаграммы для многофазных и однофазных двигателей, применяя комплексный метод (D-r Karl Krug, Das Kreisdiagramm der Induktionsmotoren, Berlin, J. Spinger, 1909, а также статьи в журнале „Elekrotechnik und Maschinenbau" за 1909—1910 гг. и в журнале „Электричество" за 1910 г.). Проф. М. П. Костенко разработал новый вид схемы замещения для доказательства круговой диаграммы.

## § 132. Простейшая цепь, имеющая круговую диаграмму.

Приведем простейшую электрическую схему, для которой весьма просто можно доказать существование круговой диаграммы. Эта схема показана на фиг. 140.



Фиг. 140. Простейшая цепь переменного тока, имеющая круговую диаграмму.



Фиг. 141. Векторная диаграмма для схемы фиг. 140.

Как видно из фигуры, эта простая цепь состоит из последовательно соединенных самоиндукции $L$ и омического сопротивления $r$.

Предположим, что клеммы цепи приключены к какому-нибудь напряжению переменного тока $E_k$, как показано на фиг. 140.

Спросим себя, как будет меняться величина тока $I$, текущего в цепи при изменении омического сопротивления $r$, если напряжение переменного тока $U$ будет сохранять при этом ее постоянную величину?

Для того чтобы ответить на этот вопрос, построим векторную диаграмму для схемы фиг. 140.

Отложим по вертикали вектор тока $I$ (фиг. 141). В фазе с вектором тока $I$ отложим компоненту омической потери напряжения $\overline{CB} = Ir$ и под углом 90° — компоненту индуктивной потери напряжения $\overline{BA} = Ix$; тогда замыкающей стороной будет напряжение у зажимов: $\overline{CA} = U$.

Повернем диаграмму фиг. 141 таким образом, чтобы вектор $AC = U$ занял горизонтальное положение (фиг. 142).

При изменении сопротивления $r$ на схеме фиг. 140, например, при его уменьшении, величина тока $I$ будет увеличиваться, и вследствие этого вектор $Ix = AB$ на диаграмме фиг. 142 будет возрастать.

По какой кривой будет при этом перемещаться конец вектора $AB$

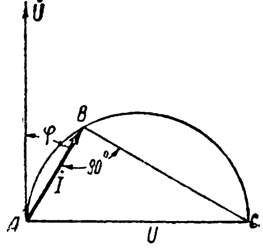
Для того чтобы найти ответ на поставленный вопрос, обратим внимание на то обстоятельство, что угол при $B$ при всяких изменениях $I$ должен оставаться постоянно равным 90° и что, кроме того, гипотенуза $AC = U$ все время должна сохранять свою величину постоянной.

Отсюда следует, что конец вектора $AB$ при изменении $I$ должен перемещаться по окружности, диаметром которой является $AC$.

Вектор $AB = Ix$ при постоянной величине $x$ представляет собой отрезок, пропорциональный току, так что

$$\overline{AB} \equiv I.$$

Таким образом мы видим, что отрезок $\overline{AB}$ на фиг. 142 в некотором масштабе может изображать по величине и фазе силу тока $I$.



Фиг. 142. Векторная диаграмма фиг. 141, повернутая на угол 90°.

Диаграмма фиг. 142 дает картину того, что происходит в цепи фиг. 140 при изменении омического сопротивления $r$. Мы видим (фиг. 142), что при постепенном уменьшении $r$ величина тока $I$ возрастает, причем конец вектора $I$ перемещается по окружности. Когда $r = 0$, т. е. когда реостат $r$ закорочен, ток $I$ достигает максимального значения, причем вектор $I$ занимает на фиг. 142 горизонтальное положение (т. е. $\varphi = 90°$).

Наоборот, при увеличении сопротивления $r$ конец вектора тока $I$ (фиг. 142) будет перемещаться влево по окружности; при $r = \infty$ (т. е. при разомкнутой цепи фиг. 140) вектор $AB$ превратится в точку, т. е. точка $B$ совпадает с точкой $A$.

Таким образом мы доказали существование круговой диаграммы для цепи фиг. 140.

**§ 133. Другой вид векторной диаграммы асинхронного двигателя.** Для того чтобы доказать существование круговой диаграммы для асинхронного двигателя, обратимся к его векторной диаграмме (фиг. 78, правый чертеж) и перестроим последнюю следующим образом:

Повернем вектор э. д. с. ротора $\frac{E_{2s}}{s} = E_2'$ на 180° так, чтобы $E_{2s}'$ совпала по направлению с вектором э. д. с. статора $E_1$ (фиг. 143, левый чертеж).

Заметим, что вектор $I_2'\left(\frac{r_2'}{s}\right) = KF$ (левый чертеж на фиг. 143 можно представить себе состоящим из двух частей):

$$I_2'\left(\frac{r_2'}{s}\right) = I_2'\left(\frac{1-s}{s}\right) \cdot r_2' + I_2'r_2',$$

или

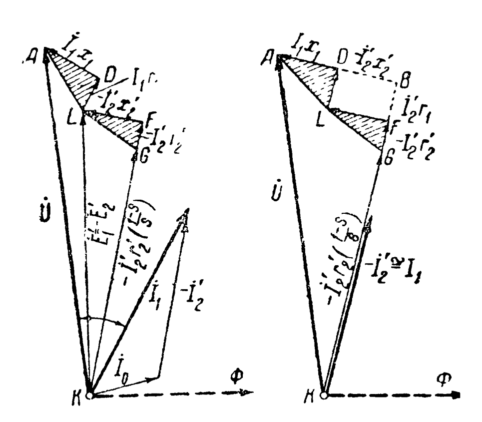
$$\overline{KF} = \overline{KG} + \overline{GF}.$$

Это замечание нам пригодится в дальнейшем при построении эквивалентной схемы на фиг. 144.

Векторную диаграмму, изображенную на левом чертеже фиг. 143, можно упростить, предположив, что $I_0 \approx 0$.

В этом случае будет $I'_2 \approx I_1$, и мы получим упрощенную векторную диаграмму, изображенную на правом чертеже фиг. 143; на этой диаграмме отрезки $GF$ и $DL$ теперь параллельны, и точки $A$, $D$, $B$ лежат на одной прямой линии. Последнее замечание нам пригодится в дальнейшем при построении круговой диаграммы на фиг. 146.

**§ 134. Эквивалентная схема для векторной диаграммы согласно фиг. 143 (левый чертеж).** Многофазный асинхронный двигатель по своему рабочему процессу эквивалентен трансформатору, нагруженному на активное сопротивление.



Фиг. 143. Векторная диаграмма асинхронного двигателя.

При помощи совершенно такой же векторной диаграммы, как на фиг. 143 (левый чертеж), могут быть изображены не только явления, происходящие в асинхронном двигателе, но также и в цепи, состоящей из последовательно соединенных самоиндукций и сопротивлений согласно фиг. 144.

На этой „схеме замещения" означают:

$x_1$ — катушку самоиндукции (характеризующую реактивное падение напряжения $I_1x_1$ в фазе статора асинхронного двигателя);

$r_1$ — активное сопротивление (характеризующее активное падение напряжения $I_1r_1$ в фазе статора асинхронного двигателя);

$x'_2$ — катушку самоиндукции (характеризующую реактивное падение напряжения $I_2x'_2$ в фазе ротора асинхронного двигателя);

$r'_2$ — активное сопротивление (характеризующее активное падение напряжения $I'_2r'_2$ в фазе ротора);

$R_2$ — активное нагрузочное сопротивление, эквивалентное полезной мощности двигателя;

$r_0$ и $x_0$ — активное и реактивное сопротивления (характеризующие ток холостого хода $I_0$ по величине и фазе).

Рассматривая эквивалентную схему фиг. 144, мы видим, что в точке $O$ схемы происходит разветвление токов:

$$\dot{I}_1 = \dot{I}'_{II} + \dot{I}_0. \qquad (134,1)$$

Здесь необходимо сделать следующее замечание:

Из векторной диаграммы фиг. 73, $b$ следует, что намагничивающий ток $I_{0r}$ представляет собой геометрическую сумму статорного тока $I_1$

и приведенной величины роторного тока $I'_2$, таким образом мы можем написать

$$\dot{I}_{0r} = \dot{I}_1 + \dot{I}'_2,$$

откуда

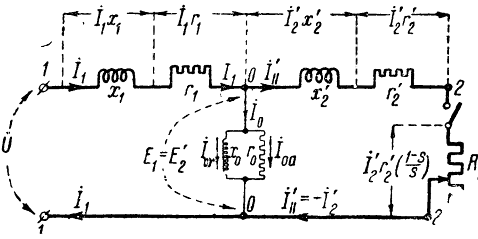
$$\dot{I}_1 = \dot{I}_{0r} - \dot{I}'_2.$$

Последнее равенство можно переписать следующим образом:

$$\dot{I}_1 = \dot{I}_{0r} + (-\dot{I}'_2).$$

Последнее соотношение показывает, что первичный ток можно рассматривать как геометрическую сумму намагничивающего тока и *обратной* величины вторичного тока. Обозначая $-I'_2 = I'_{II}$, можно переписать последнее равенство еще и так:

$$\dot{I}_1 = \dot{I}_{0r} + \dot{I}'_{II}.$$




Фиг. 144. Эквивалентная схема для векторной диаграммы фиг. 143 (левый чертеж).

Таким образом первичный ток $I_1$ можно рассматривать или как геометрическую разность токов $\dot{I}_{0r}$ и $\dot{I}'_2$ (фиг. 73а) или как геометрическую сумму токов $\dot{I}_{0r}$ и $-\dot{I}'_2$ (фиг. 73с).

На эквивалентных схемах замещения (фиг. 144 и 145) принята за основание вторая точка зрения, т. е. принято, что первичный ток $I_1$ равен геометрической сумме токов $\dot{I}_{0r}$ и $\dot{I}'_{II} = -\dot{I}'_2$. Таким образом на этих схемах мы видим, что первичный ток $\dot{I}_1$, текущий к точке $O$, затем разветвляется на два тока: ток холостого хода $\dot{I}_0$ и ток $\dot{I}'_{II}$, равный обратной величине роторного тока.

Напряжение сети (согласно фиг. 144) будет равно

$$\dot{U} = \dot{I}_1x_1 + \dot{I}_1r_1 + \dot{I}'_2x'_2 + \dot{I}'_2r'_2 + \dot{I}'_2r'_2\left(\frac{1-s}{s}\right). \qquad (134,2)$$

Уравнения (134,1) и (134,2), полученные на основании эквивалентной схемы фиг. 144, имеют совершенно такой же вид, как и соответственные уравнения для асинхронного двигателя, которые могут быть получены на основании векторной диаграммы (фиг. 143, левый чертеж).

Напряжение $E'_2$ между точками $O - O$ на схеме замещения (фиг. 144) будет меньше, чем напряжение на зажимах $U$, на величину реактивного и активного падения напряжения в статоре, т. е. будет

$$\dot{E}'_2 = \dot{U} - \dot{I}_1x_1 - \dot{I}_1r_1.$$

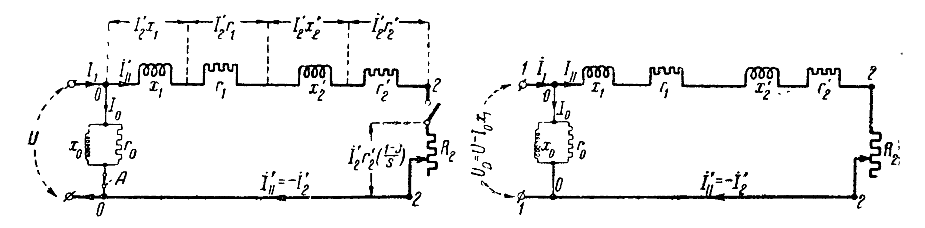
Величина $E'_2$ будет представлять собой ту э. д. с., которая будет наводиться вращающимся потоком в роторе асинхронного двигателя при данной величине тока $I_1$.

На схеме замещения фиг. 144 могут быть весьма наглядно изображены все случаи, характеризующие работу асинхронного двигателя.

Так, например, разомкнутый реостат $R_2$ соответствует холостому ходу двигателя (при этом ток $I'_2$ будет равен нулю и ток в статоре двигателя будет $I_0$, т. е. равен току холостого хода).

Короткое замыкание реостата $R_2$, при котором токи $I'_2$ и $I_1$ будут иметь наибольшее значение, соответствует заторможенному до остановки двигателю.

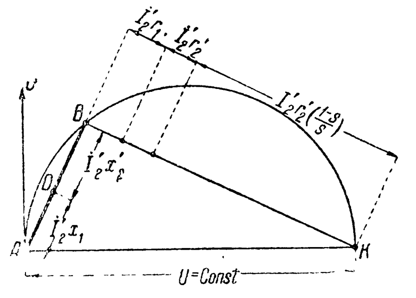
**§ 135. Упрощенная схема замещения** (векторная диаграмма фиг. 143, правый чертеж). Если несколько отступить от точной схемы замещения



Фиг. 145. Упрощенная схема замещения.

и немного видоизменить схему замещения фиг. 144, перенеся ветвь тока холостого хода *O — O* влево, ближе к выводным клеммам *1 — 1*, как показано на фиг. 145, то для такой упрощенной схемы существование круговой диаграммы можно доказать чрезвычайно просто.

Действительно, предположим вначале, что ветвь *O — O*, по которой течет ток холостого хода $I_0$, разомкнута (рубильник *A* на схеме фиг. 145 разомкнут). Тогда у нас получится цепь, состоящая из реактанца $x = x_1 + x'_2$ и активного сопротивления $r = r_1 + r'_2 + R_2$; величина сопротивления $R_2$ в этой схеме при изменении нагрузки должна изменяться.



Фиг. 146. Круговая диаграмма для схемы замещения фиг. 145 при разомкнутой цепи *O—O*.

Для такой цепи, состоящей из последовательно соединенных омических и индуктивных сопротивлений, существование круговой диаграммы мы уже доказали выше (§ 132, фиг. 140 и 142).

Предположив, что цепь *O — O* на фиг. 145 разомкнута, мы можем построить векторную диаграмму, показанную на фиг. 143 и 146. На диаграмме (фиг. 146) вектор *AB* равен суммарному индуктивному падению напряжения, а вектор *BK* равен суммарному активному падению напряжения.

При изменении скольжения *s* точка *B* (фиг. 146) будет перемещаться по окружности в ту или другую сторону. Отрезок *AB* на этой фигуре будет пропорционален току $I'_2$. Действительно мы имеем

$$AB = I'_2 x'_2 + I'_2 x_1 = I'_2 (x'_2 + x_1),$$

или

$$AB \equiv I'_2.$$

**§ 136. Токи короткого замыкания $I'_{2k}$ и $I'_{2ki}$.** При неподвижном двигателе, когда $s = 1$, на эквивалентной схеме фиг. 145 сопротивление

$$R_2 = r'_2 \left(\frac{1-s}{s}\right)$$

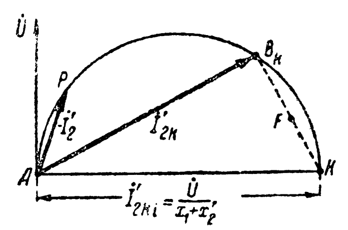
будет равно нулю. В этом случае ток ротора достигнет некоторой максимальной величины $I'_{2k}$, называемой током короткого замыкания; при этом конец вектора тока переместится вправо в точку $B_k$, как показано на фиг. 147. Если бы активные сопротивления статора и ротора $r_1$ и $r'_2$ были бы равны нулю, то ток короткого замыкания $I'_{2ki}$ измерялся бы отрезком $\overline{AK}$ на круговой диаграмме фиг. 147 и был бы равен

$$I'_{2ki} = \frac{U}{x_1 + x'_2}. \qquad (136,1)$$

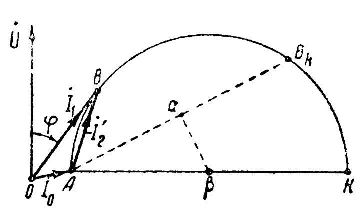
Величину $I_{2'i}$ будем в дальнейшем называть „идеальным током короткого замыкания".

Действительная величина тока короткого замыкания будет:

$$\dot{I}'_{2k} = AB_k = \frac{\dot{U}}{\dot{z}_1 + \dot{z}'_2}.$$




Фиг. 147. Точки короткого замыкания $B_k$ и $K$ на круговой диаграмме для схемы замещения фиг. 145.




Фиг. 148. Круговая диаграмма для схемы замещения фиг. 145 при замкнутом рубильнике $A$.

**§ 137. Доказательство существования круговой диаграммы для полной схемы замещения.** Сказанное в предыдущих параграфах дает возможность доказать существование круговой диаграммы для полной (упрощенной) схемы замещения согласно фиг. 145, когда рубильник $A$ на этой схеме замкнут.

Обращая внимание на точку разветвления $O$ (фиг. 145), мы видим, что

$$\dot{I}_1 = \dot{I}'_{II} + \dot{I}_0;$$

поэтому начало координат круговой диаграммы необходимо сместить из точки $A$ влево в точку $O$ на расстояние, равное току холостого хода $I_0$ (фиг. 148). В этом случае мы получим $\triangle$ токов, в котором

$$\overline{OB} = \dot{I}_1,$$

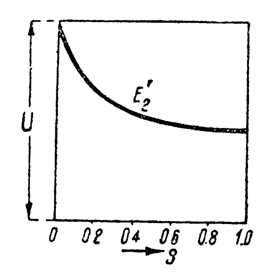
$$\overline{AB} = -\dot{I}'_2 \text{ и } \overline{OA} = I_0.$$

Выше было найдено, что при изменении нагрузки двигателя конец вектора вторичного (роторного) тока — $\dot{I}'_2$ будет перемещаться по окружности (фиг. 147).

Приняв приблизительно, что ток $\dot{I}_0$ не изменяется при изменении нагрузки, найдем, что конец вектора первичного тока $\dot{I}_1$ (или тока статора), являющегося геометрической суммой токов — $\dot{I}'_2$ и $\dot{I}_0$, будет также перемещаться по окружности (фиг. 148).

Таким образом мы доказали существование круговой диаграммы применительно к упрощенной схеме замещения фиг. 145, и следовательно, мы доказали существование такой круговой диаграммы и для асинхронного двигателя, в котором изменения токов $I_1$ и $I'_2$ происходят приблизительно таким же образом, как и в этой схеме замещения при изменении сопротивления $R_2$.

Замечание. Приведенное здесь доказательство носит приближенный характер и базируется на том допущении, что величина тока $I_0$ не меняется с изменением нагрузки двигателя.




Фиг. 149. Кривая изменения $E'_2$ в зависимости от скольжения $s$.

Как видно, однако, из схемы фиг. 144, соответствующей действительным условиям, при изменении нагрузки двигателя величины падения напряжения в статоре $I_1x_1$ и $I_1r_1$ изменяются, вследствие чего должна изменяться также э. д. с. $E'_2$; на фиг. 149 показана примерная кривая изменения $E'_2$ при изменении скольжения двигателя в пределах от 0 до 100%.

В соответствии с изменением э. д. с. $E'_2$ должна также изменяться сила намагничивающего тока $I_0$.

При изменении скорости двигателя от синхронной до нуля вышеуказанное изменение тока $I_0$ (или, вернее, намагничивающего тока $I_{0б}$) может в среднем происходить в пределах 40—50%.

Так как ток холостого хода $I_0$ обычно в среднем составляет лишь 20—30% от рабочего тока, то ошибка, получающаяся от допущения $I_0 = \text{const}$, получается относительно небольшой.

Применяя комплексный метод, можно доказать математически точно, не делая упрощающего задачу допущения ($I_0 = \text{const}$), что и в этом случае при изменении нагрузки двигателя конец вектора тока $I_1$ будет перемещаться по окружности [1].

**§ 138. Поправка на падение напряжения в статоре $I_0x_1$.** При построении круговой диаграммы мы исходим из схемы замещения фиг. 145 (левый чертеж) и полагаем $I_{2ki} \approx \frac{U}{x_1 + x'_2}$.

Последнее равенство имеет лишь приближенное значение, так как не учитывает влияния тока холостого хода.

Влияние этого тока можно учесть, если вместо истинной величины напряжения сети $U$ ввести в расчет другую — чисто расчетную или „диаграммную“ величину $U_D$ [2].

Эту величину мы найдем из следующих рассуждений:

---

[1] Prof. K. Krug, Das Kreisdiagramm des Asynchronmotors.

[2] В среднем $U_D$ бывает меньше, чем $U$ на 1—4% в зависимости от мощности машины.

Предположим, что двигатель будет вращаться вхолостую и по обмотке статора будет протекать холостой ток $I_{0r}$ (влиянием активной составляющей для простоты пренебрежем). На схеме замещения фиг. 144 этот режим будет соответствовать разомкнутому рубильнику ветви $2-2$.

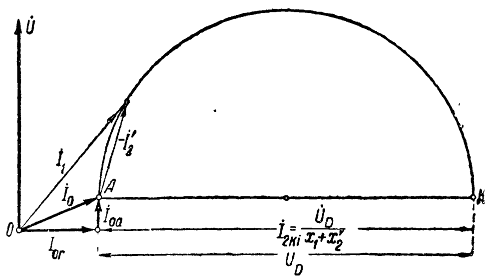
В этом случае напряжение на зажимах $0-0$ схемы замещения (фиг. 145) будет меньше напряжения сети $U$ на величину падения напряжения в обмотке статора, вызванного током холостого хода.

Пренебрегая влиянием активной составляющей тока холостого хода и активным сопротивлением $r_1$ фазы статора, можем написать, что при холостом ходе напряжение $U_D$ на зажимах $0-0$ схемы замещения фиг. 145 (правый чертеж) будет

$$U_D \approx U - I_{0r}x_1.$$

Заметим, что на схеме замещения фиг. 145 ветвь холостого хода $0-0$ перенесена влево к первичным зажимам схемы $1-1$.

Если на этой схеме к первичным зажимам $1-1$ мы приложим вместо напряжения сети $U$ найденное выше расчетное напряжение $U_D$, то мы, таким образом, введем поправку, учитывающую влияние тока холостого хода (фиг. 145, справа).



Фиг. 149а. Круговая диаграмма.

В этом случае значение „идеального" тока короткого замыкания в роторной цепи выразится следующим образом:

$$I_{2ki} = \frac{U_D}{x_1 + x_2'}. \qquad (138,1)$$

Формула (138,1) дает более точные результаты, чем формула (136,1). Ток в роторе при любом скольжении $s$ будет

$$I_2' = \frac{U_D}{\sqrt{\left(r_1 + \frac{r_2'}{s}\right)^2 + x_k^2}}, \qquad (138,2)$$

где $x_k = x_1 + x_2'$ — реактивное сопротивление короткого замыкания (фиг. 149а).

**§ 139. Другой способ доказательства существования круговой диаграммы** (исходя из диаграммы потоков). На фиг. 84 выше была дана диаграмма э. д. с. и потоков асинхронного двигателя.

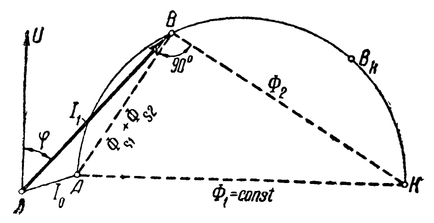
Заметим, что при всяких изменениях нагрузки угол при $B$ остается все время прямым. Кроме того, пренебрегая намагничивающим током $I_m$, заметим, что векторы $\dot{I}_1$ и $-\dot{I}_2'$ совпадут по направлению, причем также совпадут по направлению векторы $\Phi_{s2}$ и $\Phi_{s1}$, в результате чего у нас получится п р я м о у г о л ь н ы й  т р е у г о л ь н и к $ABK$. Этот треугольник показан на фиг. 150, но только с гипотенузой $AK$, располо-

женной по горизонтали. В этом треугольнике стороны в некотором масштабе изображают по величине и фазе соответственные потоки

$$AK \equiv \Phi_1;$$
$$AB \equiv \Phi_{s1} + \Phi_{s2};$$
$$BK \equiv \Phi_2.$$

Так как угол при $B$ все время остается постоянным и равным 90°, то при изменении нагрузки двигателя точка $B$ будет перемещаться по окружности с диаметром $AK$.

В некотором масштабе отрезок $AB \equiv \Phi_{s1} + \Phi_{s2}$ может изображать вектор вторичного тока $I_2'$. Складывая геометрически с $AB$ вектор тока холостого хода $OA$, получим вектор первичного тока $OB$.



Фиг. 150. Круговая диаграмма, построенная на основании диаграммы потоков.

Из этой приближенной круговой диаграммы мы видим, что по мере увеличения нагрузки и перемещения точки $B$ вправо по окружности происходит уменьшение величины полезного потока ротора $\Phi_2$ за счет увеличения потоков рассеяния $\Phi_{s1} + \Phi_{s2}$.

Наименьшей величины достигает величина полезного потока ротора $\Phi_2$ при пуске в ход, когда конец вектора тока $I_1$ касается точки $B_k$ и когда, следовательно, $\Phi_2 \equiv KB_k$ (фиг. 150).

**§ 140. Опыт холостого хода и короткого замыкания.** Для построения круговой диаграммы асинхронного двигателя по большей части бывает достаточно двух опытов: опыта холостого хода и короткого замыкания.

Таким образом в некоторых случаях при испытании асинхронного двигателя нет необходимости грузить этот двигатель при различных режимах.

Достаточно произвести два вышеупомянутых опыта, которые дадут возможность построить круговую диаграмму и уже по ней дадут возможность найти все характерные для работы двигателя величины.

При опыте холостого хода (фиг. 138) находят при нормальном напряжении $U$ силу тока статора $I_0$ и потребляемую мощность $P_0$. Зная величину $U$, $I_0$, $P_0$, можно найти угол сдвига фаз $\varphi_0$ из уравнения

$$\cos\varphi_0 = \frac{P_0}{U \cdot I_0}.$$

При опыте короткого замыкания необходимо затормозить двигатель полностью и при этом режиме отметить по измерительным приборам величины $U_k$, $I_k'$ и $P_k'$. Зная последние, можно найти

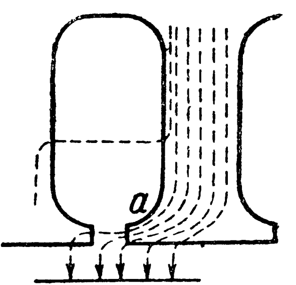
$$\cos\varphi_k = \frac{P_k'}{U_k I_k'}.$$

Чтобы двигатель при этом опыте не перегрелся до опасной величины, обычно напряжение на клеммах понижают, так что $U_k < U$.

В последнем случае величина тока короткого замыкания при нормальном напряжении, равном $U$, может быть найдена путем пересчета

$$I_k = I'_k \cdot \frac{U}{U_k}.$$

**§ 141. Влияние магнитного насыщения на очертания „круговой" диаграммы.** Выше при изучении работы асинхронной машины мы полагали, что реактивное сопротивление статора и ротора $x_1$ и $x_2$ при всяких изменениях нагрузки не изменяется. Как было выяснено выше, в этом случае при изменении нагрузки машины конец вектора тока перемещается по окружности.



Фиг. 150а. Насыщение „коронки" зубца.

На самом деле, однако, при изменении тока двигателя меняется также и магнитное насыщение участков магнитной цепи, по которым замыкаются потоки рассеяния, которым соответствуют $x_1$ и $x_2$. Поэтому при возрастании тока реактивные сопротивления $x_1$ и $x_2$ соответственно уменьшаются.

Наиболее заметным это изменение $x_1$ и $x_2$ является в случае полузакрытых пазов в статоре или в роторе, так как в этом случае особенно сильно насыщаются края $a$ „коронки" зубцов (фиг. 150, $a$). В машинах, имеющих открытые пазы, изменение $x_1$ и $x_2$ с нагрузкой не так заметно.

Проф. Б. П. Апаров [1], производивший опыты с асинхронными двигателями мощностью в 5 kW, нашел, что при изменении напряжения на зажимах статора с $U_k = 50$ V до $U_k = 200$ V реактивное сопротивление короткого замыкания $x_k = x_1 + x'_2$ меняется для данного случая в пределах от $x_k = 1{,}7\ \Omega$ до $x_k = 1{,}1\ \Omega$. Таким образом возникает вопрос, при каком напряжении следует производить опыт короткого замыкания при испытании машины. Обычно опыт короткого замыкания производят при таком пониженном напряжении, при котором в обмотках статора течет ток, по величине соответствующий номинальной нагрузке. Построенная на основании т**кого опыта круговая диаграмма обычно дает номинальные значения $I_1$ и $\cos\varphi$, хорошо совпадающие с опытными.

Однако пусковой ток и пусковой момент вращения, найденный графически на основании такой круговой диаграммы без учета влияния магнитного насыщения, будут иметь значения, вообще, меньшие истинных.

Для нахождения последних необходимо произвести опыт короткого замыкания при полном напряжении, если это возможно. Понятно, что

---

[1] См. проф. Б. П. Апаров, Асинхронные машины, 1936.

такой опыт короткого замыкания при полном напряжении во избежание порчи машины может быть произведен только при соблюдении ряда условий и предосторожностей: опыт может быть допущен только для машин малой мощности и должен производиться достаточно быстро во избежание перегрева и порчи обмоток.

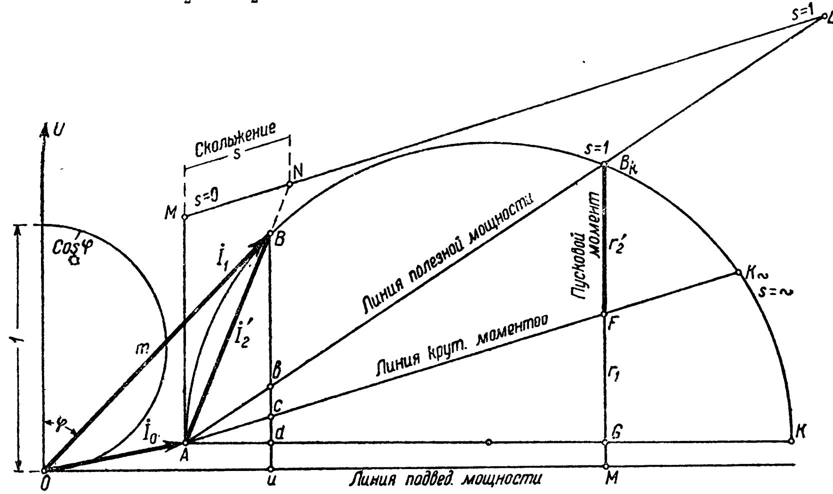
Для таких опытов также весьма пригоден осциллограф, дающий возможность записи кривой тока при разбеге двигателя.

## *ГЛАВА XIV*

# ПОЛЬЗОВАНИЕ КРУГОВОЙ ДИАГРАММОЙ

**§ 142. Джоулевы потери на круговой диаграмме.** При неподвижном двигателе активная слагающая статорного тока согласно фиг. 151 имеет значение $B_kM = B_kG + GM$, где $GM = du \equiv$ потерям холостого хода, а $B_kG \equiv$ джоулевым потерям.

Согласно предыдущему джоулевы потери в статоре $V_1$ и в роторе $V_2$ относятся как $\frac{V_1}{V_2} = \frac{r_1}{r_2'}$. Поэтому, разделив линию $B_kG$ в точке $F$ та-




Фиг. 151. Полное построение круговой диаграммы.

ким образом, чтобы $\frac{B_kF}{FG} = \frac{r_2'}{r_1}$, найдем, что при неподвижном двигателе отрезок $B_kF$ в некотором масштабе дает нам величину джоулевых потерь в роторе $V_2$ и отрезок $FG$ — величину джоулевых потерь в статоре $V_1$.

Таким образом графически находятся джоулевы потери $(V_1 + V_2)$ при неподвижном двигателе.

Как найти потери $(V_1 + V_2)$ при вращающемся роторе?

Для этой цели необходимо предварительно выполнить следующее графическое построение: точку $F$, делящую отрезок $B_kG$ в отношении $r_2' : r_1$, необходимо соединить (на фиг. 151) с точкой $A$; тогда для какого-

нибудь тока $OB = I_1$, активная слагающая которого изобразится прямой $Bu$, отрезок $bc$ будет изображать в некотором масштабе джоулевы потери в роторе, а отрезок $cd$ — джоулевы потери в статоре.

Доказательство (фиг. 151). Имеем следующие известные геометрические соотношения:

$$Ad \cdot AK = (AB)^2 = (I_2')^2; \ AG \cdot AK = (AB_k)^2 = (I_{2k}')^2;$$

деля одно уравнение на другое, найдем $\frac{Ad}{AG} = \left(\frac{I_2'}{I_{2k}'}\right)^2$; но

$$\frac{Ad}{AG} = \frac{\overline{db}}{GB_k} \text{ (так как } \triangle\, Abd \backsim \triangle\, AGB_k\text{)},$$

поэтому $\frac{\overline{db}}{GB_k} = \left(\frac{I_2'}{I_2'}\right)^2$.

Приближенно предполагая $I_1 \approx I_2'$, найдем сумму потерь меди в статоре и роторе при коротком замыкании: $V_k = (I_{2k}')^2 \cdot (r_1 + r_2')$; при величине тока $I_2'$ потери меди будут меньше: $V = (I_2')^2 \cdot (r_1 + r_2')$.

Таким образом $\frac{V}{V_k} = \left(\frac{I_2'}{I_{2k}'}\right)^2 = \frac{db}{GB_k}$.

Отсюда следует, что потери меди при токе, равном $OB_k$, могут быть выражены отрезком $GB_k$, а при токе, равном $OB$, потери меди при том же масштабе будут выражаться отрезком $\overline{db}$; при этом отрезок $\overline{bc}$ даст нам в некотором масштабе величину джоулевых потерь ротора ($V_2$) и отрезок $\overline{cd}$ в том же масштабе — величину джоулевых потерь статора ($V_1$).

**§ 143. Подводимая мощность ($P_1$).** Подводимая к двигателю из сети мощность ($P_1$) пропорциональна активной слагающей статорного тока $I_1 \cdot \cos\varphi \equiv \overline{Bu}$. Поэтому мощность $P_1$ на круговой диаграмме в некотором масштабе для данной величины тока $I_1$ может быть изображена отрезком $Bu$ (фиг. 151). Максимальная величина подводимой мощности $P_{1max}$ на круговой диаграмме изобразится отрезком $\overline{B'''u'''}$ (фиг. 152); для получения этой величины необходимо найти на окружности точку $B'''$, в которой касательная параллельна горизонтали $OM$, и необходимо из этой точки $B'''$ опустить перпендикуляр $B'''u'''$ на ось $OM$.

Линия $OM$ обычно носит название „линии подведенной мощности“ (фиг. 152).

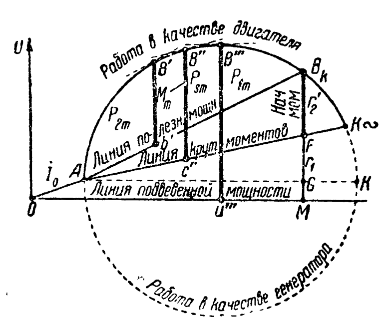
**§ 144. Полезная мощность ($P_2$).** Как было выяснено выше, мощность, подводимая из сети к статору при токе $I_1$, может быть в некотором масштабе изображена отрезком $\overline{Bu}$ (фиг. 151); если вычесть отсюда потери холостого хода $\equiv \overline{du}$ и потери меди $\equiv bd$, то остаток $\overline{Bu} - \overline{du} - \overline{bd} = \overline{Bb}$ будет представлять собой в некотором масштабе полезную (тормозную) мощность двигателя, равную $P_2$. Коэфициент полезного действия машины определителя как отношение отрезков $Bb : Bu$.

Масштаб отрезка $\overline{Bb}$ может быть измерен или в амперах или в ваттах; в последнем случае значение масштаба тока должно быть увеличено в отношении, равном фазному напряжению ($U$), умноженному на 3 (или линейному напряжению, умноженному на $\sqrt{3}$).

Пример. Масштаб для тока $I_1$ выбран такой, что 1 *мм* = 2А; линейное напряжение равно 220 V; если отрезок $Bb = 35$ mm, полезная мощность будет равна

$$\frac{\overline{Bb} \cdot 2 \cdot \sqrt{3} \cdot 220}{1\,000} = \overline{Bb} \cdot 0{,}76\,\text{kW} = 35 \cdot 0{,}76 = 26{,}7\,\text{kW}.$$

Максимальная мощность на валу ($P_{2\max}$) на круговой диаграмме изобразится отрезком $\overline{B'b'}$ (фиг. 152); отрезок $\overline{B'b'}$ представляет собой максимальную величину расстояния между точкой $B'$ окружности и прямой $AB_k$.




Фиг. 152. Определение значений $P_{1m}$, $P_{sm}$, $P_{1m}$, $M_m$ из круговой диаграммы.

Точка $B'$ находится путем проведения к окружности касательной, параллельной отрезку $\overline{AB_k}$.

Прямая $\overline{AB_k}$ обычно носит название „линии полезной мощности" (фиг. 151).

**§ 145. Крутящий момент.** Мощность, передаваемая вращающимся потоком ротору ($P_s$), может быть выражена таким образом:

$$P_s = \omega_1 \cdot M.$$

$P_s$ равно электрической мощности, подводимой ротору вращающимся потоком, т. е. равно полезной мощности ($P_2$) + джоулевы потери в обмотке ротора ($V_2$) + потери трения ($V_\varrho$) (фиг. 88):

$$P_s = P_2 + V_2 + V_\varrho.$$

На круговой диаграмме (фиг. 151) при каком-либо токе в статоре $I_1$ мощность вращающегося потока $P_s$ может быть в некотором масштабе приближенно представлена отрезком $P_s \equiv Bc$.

Так как $P_s \equiv M$, то на круговой диаграмме отрезок $Bc \equiv M$ [1].

Отсюда видно, что для данной величины тока статора $I_1$ величина крутящего момента в некотором масштабе представляется в виде вертикального отрезка $Bc$ между соответствующей точкой окружности и

---

[1] Гистерезис и токи Фуко в железе ротора способствуют увеличению крутящего момента $M$; с другой стороны, трение понижает полезную величину крутящего момента. Таким образом оба упомянутые здесь фактора в смысле воздействия на величину $M$ действуют в противоположные стороны. Поэтому на круговой диаграмме можно исключить из рассмотрения оба эти фактора и приближенно считать, что $M \equiv P_s$ = полезной мощности + потери меди в роторе.

наклонной линией $AK_\infty$; эта линия $AK_\infty$ носит обычно название „линии крутящих моментов“.

При изменении скорости двигателя конец вектора тока $I_1$ перемещается по окружности: при пуске в ход конец этого вектора касается точки $B_k$ и по мере увеличения скорости двигателя перемещается влево.

Таким образом при пуске в ход крутящий момент измеряется отрезком $B_kF$. При возрастании скорости крутящий момент $M$ начинает сначала возрастать (фиг. 151 и 152). Когда конец вектора тока $I_1$ коснется точки $B''$ (фиг. 152), крутящий момент достигнет своего максимального значения $\equiv B''c'' = M_{max}$; при дальнейшем увеличении скорости $M$ начнет уменьшаться [1] (на фиг. 152 часть окружности $B'' - A$). Максимальный, или „предельный“, момент $M_{max}$ обычно бывает в 2—3 раза больше по сравнению с нормальным моментом вращения (фиг. 152).

Величина начального момента $M_k$ зависит от положения точки $B_k$ на круговой диаграмме.

Включив при пуске в ход в цепь ротора дополнительное активное сопротивление, можно повлиять на положение точки $B_k$ на круговой диаграмме. Включая все бо́льшие и бо́льшие сопротивления в цепь ротора, мы заметим, что точка $B_k$ будет по окружности перемещаться влево (фиг. 152).

Можно так подобрать величину пускового сопротивления в цепи ротора, что точка $B_k$ при пуске в ход переместится в $B''$; при этих условиях пусковой момент будет равен $B''c''$, т. е. будет равен максимальному (также фиг. 91, кривая 3).

**§ 146. Физический смысл точки $K_\infty$.** Продолжим линию $AF$ на фиг. 151 до пересечения с окружностью в точке $K_\infty$.

Величина тока $OK_\infty$ на фиг. 151 будет по величине и фазе соответствовать тому току статора, который получился бы, если бы ротор был приведен во вращение в любую сторону с бесконечно большой скоростью.

Действительно, на основании эквивалентной схемы фиг. 145 можно написать

$$I'_2 = \frac{U}{\sqrt{\left(r_1 + \frac{r'_2}{s}\right)^2 + (x_1 + x'_2)^2}}.$$

Подставляя сюда $s = \infty$, найдем

$$I'_{2\infty} = \frac{U}{\sqrt{\left(r_1 + \frac{r'_2}{\infty}\right)^2 + (x_1 + x'_2)^2}};$$

$$I'_{2\infty} = \frac{U}{\sqrt{r_1^2 + (x_1 + x'_2)^2}} \equiv AK_\infty.$$

---

[1] См. левую часть кривой на фиг. 90.

Точнее, однако, будет базироваться на схеме замещения фиг. 145, *A*, в каковом случае получится

$$I'_2 = \frac{U_D}{\sqrt{\left(r_1 + \frac{r'_2}{s}\right)^2 + (x_1 + x'_2)^2}};$$

$$I'_{2\infty} = \frac{U_D}{\sqrt{r_1^2 + (x_1 + x'_2)^2}}.$$

Таким образом по числовой величине $I_{2\infty}$ равен тому току короткого замыкания, который получился бы, если бы омическое сопротивление роторной обмотки было бы равным нулю.

**§ 147. Физический смысл точки *K*.** Если бы было $r_1 = r'_2 = 0$, то при неподвижном роторе мы бы имели

$$I_{2ki} = \frac{E'_2}{x_1 + x'_2} \equiv AK.$$

Первичный ток (представляющий собой геометрическую сумму величин $\overline{OA} + \overline{AK}$) при этих условиях оказался бы равным величине $\overline{OK}$ (фиг. 151).

Эту величину иногда называют идеальным током короткого замыкания, равным $I_{ki}$.

**§ 148. Коэфициент мощности ($\cos\varphi$).** При токе, равном $I_1$, из круговой диаграммы мы находим угол сдвига фаз $\varphi$; зная последний, мы можем найти по таблицам соответствующее значение $\cos\varphi$.

Нахождение величины коэфициента мощности ($\cos\varphi$) можно осуществить также следующим графическим способом (фиг. 151).

Строим на линии $Or = 100$ mm, как на диаметре, полуокружность; проведя под углом $\varphi$ к $Or$ линию $OB = I_1$, находим в соответственном масштабе длину отрезка $Om$, по числовой величине равную $\cos\varphi$.

**§ 149. Скольжение.** Согласно предыдущему (§ 70) имеем $V_2 = s \cdot P_s$; отсюда найдем $s = \frac{V_2}{P_s}$.

Обращаясь к фиг. 151 и замечая, что $V_2 \equiv bc$, $P_s \equiv Bc$, найдем

$$s = \frac{bc}{Bc}.$$

Проведем на фиг. 151 прямую $AM$, параллельную начальной ординате, и прямую $ML$, параллельную $AK_\infty$; в этом случае можно доказать, что [1] $\frac{bc}{Bc} = \frac{MN}{ML}$.

Имея последнее в виду, напишем $s = \frac{MN}{ML}$.

Разделив отрезок $ML$ на 100 равных частей, можем находить в про-

---

[1] Доказательство.

Так как $\triangle AMN \backsim \triangle ABc$, то

$$\frac{MN}{Ac} = \frac{AM}{Bc}. \qquad (149,1)$$

центах скольжение для каждого положения вектора тока $I_1$, равное $s = MN$.

Как видно из фиг. 151, при уменьшении нагрузки двигателя вектор $I_1$ уменьшается, причем конец вектора $B$ скользит по окружности влево; при этом точка $N$ также перемещается влево, приближаясь к точке $M$, и скольжение $s$ двигателя уменьшается.

При неподвижном роторе конец $B$ вектора тока приходит в совпадение с точкой $B_k$, точка $N$ совпадает с точкой $L$, и скольжение $s = 100\%$.

Коэфициент полезного действия на круговой диаграмме для данной величины тока $I_1$ определяется как отношение отрезков $Bb : Bu$. Лучше, однако, находить к. п. д. путем расчета ввиду неточности круговой диаграммы.

**§ 150. Построение круговой диаграммы** (фиг. 148). Построив вектор холостого хода $I_0 = OA$ и вектор тока короткого замыкания $OB_k$, мы можем, таким образом, найти 2 точки, лежащие на окружности: точку $A$ и точку $B_k$.

Для нахождения центра окружности $\beta$ делим отрезок $AB_k$ пополам и восставляем перпендикуляр $\alpha\beta$; пересечение этого перпендикуляра с горизонталью, проведенной из точки $A$, даст в результате точку $\beta$, которая и является центром искомой окружности.

Зная расположение окружности, мы теперь можем выяснить расположение на круговой диаграмме трех характерных линий:

1) линии подведенной мощности $OM$ (фиг. 151);
2) линии полезной мощности $AB_k$;
3) линии крутящих моментов $AK_\infty$.

Линия „полезной мощности" получается путем соединения прямой точек $A$ и $B_k$.

Линия „подведенной мощности" $OM$ получается путем проведения из точки $O$ горизонтали (т. е. прямой, перпендикулярной вектору $E_k$).

Линия „крутящих моментов" $AK_\infty$ может быть получена путем соединения между собой точек $A$ и $F$, причем точка $F$ обычно находится таким образом, что вертикаль $B_kG$ делится на 2 части в отношении $r_2' \cdot r_1$ (фиг. 151).

В большинстве случаев можно приближенно положить $r_2' \approx r_1$; тогда точку $F$ можно найти путем деления пополам отрезка $B_kG$ или

---

Далее, из подобных треугольников $Abc$ и $AB_kF$ имеем

$$\frac{bc}{B_kF} = \frac{Ac}{AF}. \qquad (149,2)$$

Из подобных треугольников $AML$ и $AFB_k$ находим

$$\frac{B_kF}{AM} = \frac{AF}{ML}. \qquad (149,3)$$

Из (149,1), (149,2) и (149,3) находим

$$\frac{bc}{Bc} = \frac{MN}{ML}.$$

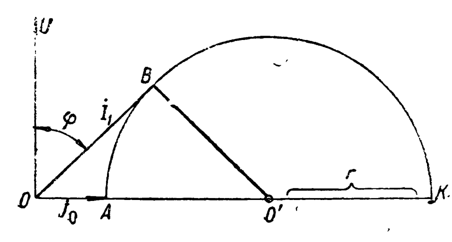
приближенно путем деления пополам отрезка $B_kM$, который по своей длине обычно очень мало отличается от отрезка $B_kG$.

Описанный здесь метод приближенного построения линии крутящих моментов является обычно достаточным, так как на практике часто для нахождения величины крутящего момента не требуется такой большой точности, как, например, при определении к. п. д.

**§ 151. Максимальная величина коэфициента мощности.** Пренебрегая активной составляющей тока холостого хода, получим круговую диаграмму согласно фиг. 153.

На основании последней можно найти величину максимального коэфициента мощности двигателя ($\cos\varphi_{max}$).

Двигатель будет работать с максимальным коэфициентом мощности, когда вектор первичного тока $OB$ на диаграмме займет положение касательной к окружности, как показано на фиг. 153.




Фиг. 153. Максимальная величина коэфициента мощности $\cos\varphi$.

Из прямоугольного треугольника $OBO'$ мы при этом найдем

$$\cos\varphi_{max} = \frac{O'B}{OO'}.$$

Обозначив на основании фиг. 153

$$O'K = O'B = O'A = r;$$

$$OO' = I_0 + O'A = I_0 + r;$$

$$I_k \approx OK = 2r + I_0,$$

найдем из последнего уравнения

$$r = \frac{I_k - I_0}{2}.$$

На основании сказанного получим

$$\cos\varphi_{max} = \frac{O'B}{O'O} = \frac{O'B}{O'A + OA} = \frac{r}{r + I_0};$$

$$\cos\varphi_{max} = \frac{{}^1/_2\,(I_k - I_0)}{{}^1/_2\,(I_k - I_0) + I_0};$$

$$\cos\varphi_{max} = \frac{I_k - I_0}{I_k + I_0}.$$

Полученное замечательное уравнение указывает на то, что чем меньше $I_0$ и больше $I_k$, тем выше получается $\cos\varphi_{max}$.

## ГЛАВА XV

## АСИНХРОННАЯ МАШИНА КАК ГЕНЕРАТОР

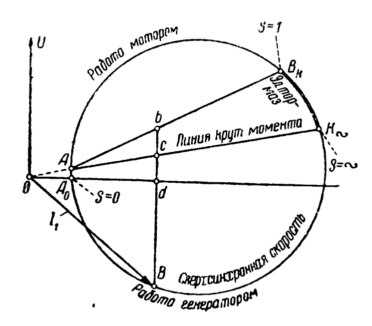
**§ 152. Асинхронная машина как генератор.** Асинхронная машина может работать не только как двигатель, но также и при известных условиях как генератор электрической энергии.

Представим себе следующий опыт:

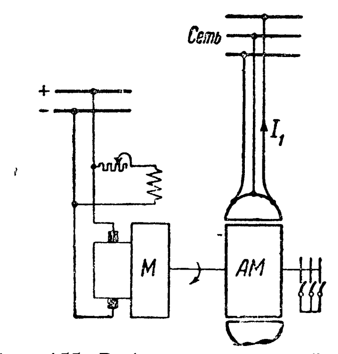
Насадим на вал ротора асинхронной машины какой-либо вспомогательный двигатель, допускающий регулировку скорости (например, двигатель постоянного тока), и приведем ротор этой асинхронной машины во вращение в направлении, совпадающем с направлением вращения магнитного потока со скоростью выше скорости вращающегося потока.

В этом случае, как говорят, машина будет работать с „отрицательным асинхронизмом".

При этих условиях направление индуктированных в обмотке ротора э. д. с. изменится на обратное; в соответствии с этим изменят на обратное свое направление также токи, текущие в статоре, в результате чего асинхронная машина будет посылать электрическую энергию в сеть, работая в качестве генератора.




Фиг. 154. Моторный и генераторный режим на диаграмме.




Фиг. 155. Работа асинхронной машины в качестве генератора.

Мощность, посылаемая в сеть таким асинхронным генератором, зависит от „скольжения": чем это отрицательное „скольжение" больше, тем больше и мощность, развиваемая таким асинхронным генератором.

Это, конечно, справедливо только при относительно малых значениях „скольжения", в пределах устойчивой работы машины. При больших нагрузках эта зависимость между мощностью и скольжением теряет свой „прямо пропорциональный" характер.

Асинхронная машина в качестве генератора может работать только параллельно с асинхронными машинами.

При работе асинхронной машины в качестве асинхронного генератора конец вектора тока статора $I_1$ перемещается по нижней половине круга $A - K_\infty$ диаграммы тока (фиг. 152, пунктир).

Таким образом мы видим, что работа асинхронной машины в качестве двигателя и генератора может быть представлена одной и той же круговой диаграммой, причем моторному режиму соответствует верхняя половина круга, а генераторному — нижняя (фиг. 154).

Обращаясь к фиг. 154, видим, что при токе асинхронного генератора $I_1$, мощность, отдаваемая машиной в сеть, изобразится в некотором масштабе отрезком $Bd$, момент на валу изобразится в виде отрезка $Bc$ и мощность, сообщаемая ротору первичным двигателем, изобразится отрезком $Bb$.

Интересно проследить переход асинхронной машины из моторного режима в генераторный по мере возрастания скорости ротора.

При холостом ходе машины в качестве мотора ток холостого хода на диаграмме фиг. 154 изобразится отрезком $OA$.

Если теперь привести ротор рассматриваемой асинхронной машины во вращение при помощи какого-либо двигателя (например, шунтового двигателя $M$ постоянного тока, фиг. 155), можно заметить при этом постепенное изменение величины и фазы тока холостого хода $OA$.

Если ротор асинхронной машины, при этом, будет вращаться синхронно со своим вращающимся полем, вектор тока холостого хода на круговой диаграмме займет горизонтальное положение и сделается равным отрезку $OA_0$.

При таких условиях мощность, получаемая машиной из сети, будет равна нулю, причем потери асинхронной машины будут покрыты за счет механической энергии вращающего асинхронную машину двигателя.

При таких условиях ток $OA_0$ будет чистым намагничивающим током [1].

Если начать увеличивать в дальнейшем скорость двигателя, вращающего асинхронную машину, то конец вектора тока начнет теперь перемещаться по нижней части круговой диаграммы, при этом асинхронная машина будет работать в качестве генератора, посылающего электроэнергию в сеть.

## § 153. Параллельная работа асинхронного генератора с сетью.

Асинхронные генераторы, получающие возбуждение из сети посредством вращающегося поля, могут работать, вообще говоря, только в параллельном соединении с синхронными машинами.

На фиг. 156 изображен асинхронный генератор $AG$, работающий на сеть параллельно с синхронной машиной $SM$.

Первичные двигатели (паровые турбины, дизеля и т. п.), приводящие во вращение машины $SM$ и $AG$, на фиг. 156 не показаны.

Предположим, что токи этих двух машин равны $I_s$ и $I_a$, причем ток сети равен $I$. Ток сети $I$ здесь будет равен геометрической сумме токов синхронного и асинхронного генераторов: $I = I_s + I_a$.

На фиг. 157 показано геометрическое сложение этих двух токов для частного случая, когда ток сети $I$ совпадает по фазе с напряжением $U$.

При этом предположим, что ток асинхронного генератора $I_a$ отстает от $U$ на угол $\varphi_a$, и что возбуждение синхронного генератора $SM$ установлено такое, что его ток $I_s$ опережает $U$ на угол $\varphi_s$.

Если для какого-либо частного случая токи $I_s$ и $I_a$ будут равны и углы сдвига фаз также равны $\varphi_s = \varphi_a$, то при условиях фиг. 157 мы получим равенство реактивных слагающих тока синхронного и асинхронного генераторов: $I_{0a} = I_{0s}$.

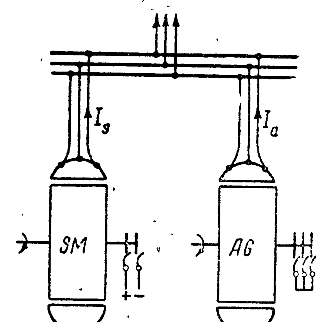
Из фиг. 157 видно, что, несмотря на чисто активную нагрузку сети, ток асинхронного генератора $I_a$ отстает по фазе относительно напряжения сети $U$. Заметим, что асинхронный генератор с короткозамкнутым ротором может работать только с отстающим по фазе током, так как для своего возбуждения он требует реактивного тока.

---

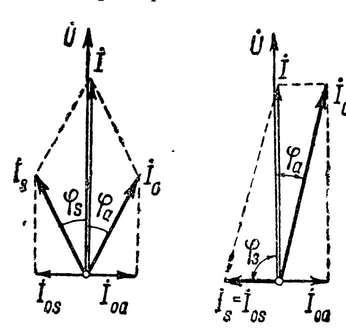
[1] Здесь мы пока оставляем без рассмотрения явление „скачка гистерезиса", о чем речь будет итти дальше.

Как видно из фиг. 157, синхронный генератор посылает в сеть активную составляющую тока для покрытия приходящейся на этот генератор мощности сети и, кроме того, посылает реактивную составляющую $I_{0s}$, равную реактивной составляющей асинхронного генератора $I_{0a}$.

Мы видим, что в условиях фиг. 157 синхронный генератор $SM$ генерирует не только активный ток, но также и реактивный ток $I_{0s}$, равный реактивному току $I_{0a}$, создающему вращающийся поток асинхронного генератора $AG$. Таким образом синхронный генератор $SG$ здесь питает реактивным током асинхронный генератор $AM$




Фиг. 156. Параллельная работа асинхронного генератора с синхронным.



Фиг. 157, 158. Векторные диаграммы при параллельной работе асинхронного и синхронного генераторов.

Векторная диаграмма фиг. 157 относится к тому случаю, когда активная нагрузка поровну распределяется между обеими машинами $SM$ и $AG$. Однако можно, разгружая синхронную машину $SM$, всю активную нагрузку сети перенести на асинхронный генератор.

Как видно из векторной диаграммы, в этом случае (фиг. 158, справа) синхронная машина будет посылать только реактивный ток $I_{0s}$.

Мы видим таким образом, что здесь роль синхронной машины сводится лишь к тому, чтобы питать реактивным током $I_{0s} = I_{0a}$ статор асинхронного генератора. В этом случае синхронная машина $SM$ может быть механически отсоединена от вращающего ее первичного двигателя и может быть пущена как перевозбужденный синхронный двигатель, вращающийся вхолостую и питающий реактивным током статор асинхронного генератора $AG$.

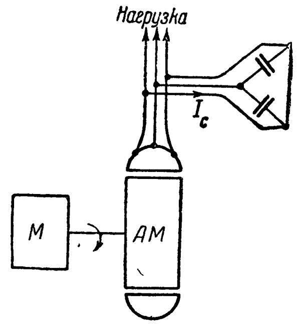
Достоинством асинхронных генераторов является то, что эти машины, работая в нормальном соединении с синхронными машинами, не подвержены „качаниям“, так как асинхронный генератор, работая асинхронно, допускает колебание своей скорости в известных пределах и не подвержен опасности выпадения из синхронизма, что имеет место в синхронных машинах. Отметим здесь еще другое достоинство асинхронного генератора, заключающееся в том, что при коротких замыканиях и уменьшении в связи с этим напряжения сети почти до нуля асинхронный генератор автоматически теряет свое возбуждение, и установившийся ток короткого замыкания этой машины делается при этих условиях равным нулю.

**§ 154. Самовозбуждение асинхронного генератора.** Выше было указано, что асинхронная машина в качестве генератора вообще самостоятельно в единственном числе на сеть работать не может, а может только работать в параллельном соединении с синхронными машинами.

Внеся некоторое усложнение в схему, можно, однако, заставить асинхронную машину даже в единственном числе генерировать энергию переменного тока.

Для этой цели необходимо приключить параллельно к статорной обмотке конденсаторы $C$, как изображено на фиг. 159.

Опыты показывают, что асинхронная машина $AM$, вращаемая двигателем $M$, при наличии параллельно приключенных конденсаторов $C$ достаточной емкости и при наличии достаточной величины остаточной индукции в роторе может генерировать энергию переменного тока, частота которого зависит от скорости вращения ротора.



Фиг. 159. Самовозбуждающийся асинхронный генератор.

П р о ц е с с  с а м о в о з б у ж д е н и я асинхронной машины при этом будет протекать следующим образом:

Благодаря наличию в роторе машины небольшого остаточного потока $\Phi_0$ с числом пар полюсов, равным числу пар полюсов статорной обмотки при вращении ротора, остаточное поле ротора наведет в статорной обмотке электродвижущую силу $E_0$. Вследствие этого в конденсаторы $C$ направится ток $I_C = E_0 \omega C$. Из теории синхронных машин известно, что опережающий (емкостный) ток $I_C$ машины создает реакционные ампервитки, которые, действуя в ту же сторону, что и ампервитки тока возбуждения, складываются с последними, что влечет за собой увеличение потока машины.

Поэтому с увеличением потока машины с $\Phi_0$ до $\Phi_0 + \Delta\Phi$ произойдет соответственное возрастание э. д. с. с $E_0$ до $E_0 + \Delta E$. Возросшая величина э. д. с. вызовет соответственное увеличение емкостного тока $I_C$, что повлечет за собой дальнейшее увеличение потока и э. д. с. машины и т. д.

Таким образом мы будем наблюдать постепенное нарастание напряжения машины до некоторой конечной величины.

Этот процесс самовозбуждения длится, так же как и в машинах постоянного тока, 1—2—3 сек. в зависимости от мощности машины и величины емкости $C$.

Так же как и в случае шунтового генератора постоянного тока, здесь можно графически найти ту э. д. с. $E$, до которой возбудится асинхронный генератор при данной величине параллельно включенной емкости.

Для отыскания $E$ мы должны решить два уравнения:

$$E = f_1(I_C), \quad (154,1)$$

$$U = f_2(I_C). \quad (154,2)$$

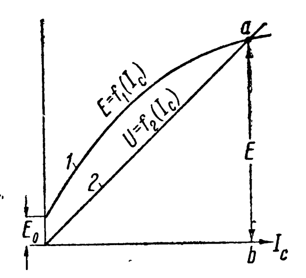
Уравнение (154,1) может быть представлено в виде кривой *1* (фиг. 160), изображающей собой зависимость между э. д. с. одной фазы статора $E$ и величиной тока $I_C$ (который по существу здесь играет роль намагничивающего тока, так как создает магнитное поле асинхронной машины).

Таким образом кривая *1* является по существу кривой намагничивания и начинается не в начале координат, а несколько выше благодаря существованию небольшой э. д. с. от остаточной индукции $E_0$.

Уравнение (154,2) может быть представлено в виде $U = \omega C I_C$.

Отсюда видно, что это уравнение первой степени может быть графически представлено в виде прямой *2*, проходящей через начало координат.

Для графического решения двух вышенаписанных уравнений находим точку пересечения $a$ двух линий *1* и *2*, тогда вертикальный отрезок $ab$ будет по числовой величине в некотором масштабе равен той э. д. с. $E$, до которой возбудится асинхронный генератор. Большого практического значения конденсаторное самовозбуждение асинхронного генератора не имеет ввиду невозможности получить вполне устойчивую работу такой системы и ввиду затруднений, связанных с невозможностью простой регулировки э. д. с. такой машины.



Фиг. 160. Характеристика самовозбуждающегося асинхронного генератора.

**§ 155. Асинхронная машина как электротормоз (вращение „против поля“).** Для быстрой остановки двигателя постоянного тока в случае надобности применяется метод электрического торможения „противотоком“, когда двигатель, продолжающий вращаться по инерции, переключается на обратный ход.

Аналогично этой системе существует „экстренное“ торможение и в применении к асинхронным машинам.

Для этой цели статорная обмотка асинхронного двигателя (короткозамкнутый ротор которого продолжает вращаться по инерции в определенном направлении) переключается таким образом, что направление вращающегося потока изменяется на обратное.

При этом обмотка короткозамкнутого ротора, продолжающего вращаться по инерции в прежнюю сторону, пересекает силовые линии вращающегося потока с асинхронизмом почти в 200%.

Благодаря этому в роторе наводятся большие токи, которые вызывают быстрое торможение машины.

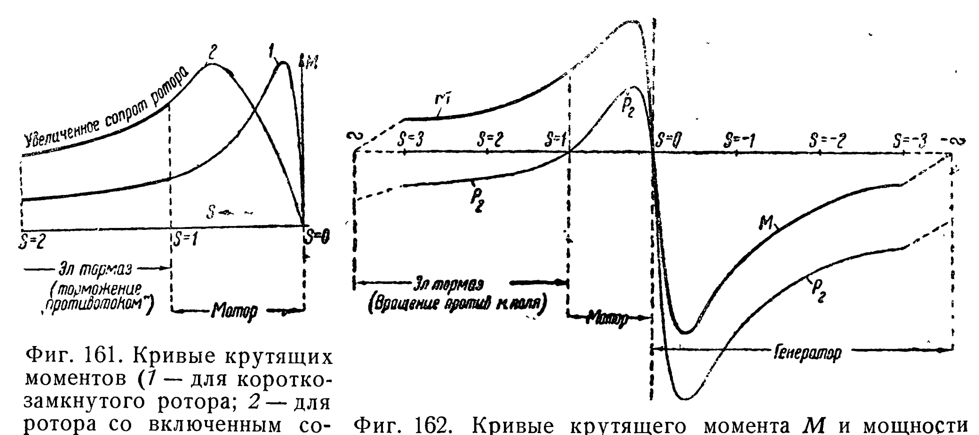
В момент остановки ротора обмотка статора должна быть отключена от сети во избежание вращения ротора в обратную сторону после остановки.

При таких условиях асинхронная машина работает в качестве „электротормоза“, превращая кинетическую энергию вращения ротора в джоулево тепло, таким образом генерируемый в роторе ток тратится бесполезно на нагревание обмотки.

На круговой диаграмме (фиг. 154) этому тормозному режиму машины соответствует участок окружности между точками $B_k$ и $K_\infty$ (показано на фиг. 154 жирным). Как видно из фиг. 154, по мере увеличения скорости при торможении происходит перемещение конца вектора первичного тока в направлении от точки $B_k$ к точке $K_\infty$, благодаря чему происходит уменьшение моментов торможения.

Для увеличения момента торможения можно рекомендовать включение в цепь ротора добавочного сопротивления в виде реостата (при наличии в роторе контактных колец).

В этом случае точка $B_k$ на круговой диаграмме перемещается влево, благодаря чему увеличиваются отрезки вертикалей между точками дуги круга $B_k - K_\infty$ и прямой крутящих моментов $AK_\infty$, т. е. происходит соответственное увеличение тормозных моментов.




Фиг. 161. Кривые крутящих моментов (1 — для короткозамкнутого ротора; 2 — для ротора со включенным сопротивлением).

Фиг. 162. Кривые крутящего момента $M$ и мощности $P_2$ в функции скольжения $S$.

Сказанное поясняет фиг. 161, где изображены кривые крутящих моментов асинхронного двигателя для случая короткозамкнутого ротора (кривая 1) и для случая включенного в цепь ротора добавочного сопротивления (кривая 2).

На фиг. 161 участки кривых 1—2, лежащие левее точки 3—1 и характеризующие работу машины в качестве электротормоза („противотоком"), показаны для ясности жирными линиями.

Из сравнения кривых 1 и 2 мы видим, что при включении в цепь ротора добавочного сопротивления максимум кривой моментов перемещается влево (см. кривую 2 на фиг. 161).

Поэтому ординаты кривых на участке электроторможения получаются больше, и следовательно, электрическое торможение при включенных добавочных сопротивлениях в цепь ротора получается более энергичным. На фиг. 162 дана полная диаграмма, показывающая изменение крутящего момента $M$ и мощности $P_2$ в функции скольжения. На этой фигуре отмечены зоны работы машины в качестве мотора, асинхронного генератора и электротормоза.

## ГЛАВА XVI

# ПУСК В ХОД МНОГОФАЗНЫХ АСИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ (ПРИ ФАЗНОЙ ОБМОТКЕ РОТОРА)

**§ 156. Способ пускового реостата.** Существует много различных методов пуска в ход асинхронных двигателей; из них наибольшее распространение на практике получил способ пускового реостата.

Если приключить статор асинхронного двигателя непосредственно к трехфазной сети при короткозамкнутом и неподвижном роторе, то пусковой ток ротора $I_{2k}$ при этих условиях будет весьма велик и будет равен

$$I_{2k} = \frac{E_2}{\sqrt{r_2^2 + (\omega_1 \cdot L_2)^2}} = \frac{E_2}{\sqrt{r_2^2 + x_2^2}},$$

где $E_2$ — э. д. с., индуктированная в одной из фаз ротора вращающимся потоком при неподвижном роторе ($s = 1$), $r_2$ — омическое сопротивление одной фазы ротора и $x_2 = \omega_1 L$ — реактанц магнитного рассеяния одной фазы.

Если в цепь ротора будет включено добавочное сопротивление $R_2$ (фиг. 163), то величина пускового тока будет меньше:

$$I_{2k} = \frac{E_2}{\sqrt{(r_2 + R_2)^2 + (\omega_1 L)^2}}.$$

Таким образом при помощи добавочного реостата $R_2$ в цепи ротора величина пускового тока может быть в любой мере ограничена.

**§ 157. Крутящий момент при неподвижном двигателе**[1]**.** Опыт показывает, что добавочное омическое сопротивление $R_2$, включенное в цепь ротора, содействуя уменьшению величины пускового тока, в то же время при известных условиях может способствовать возрастанию начального момента вращения $M_k$ двигателя (фиг. 91, кривая *3*).

Таким образом при известных условиях может оказаться, что больший начальный момент $M_k$ будет получен при меньшем пусковом токе.

**§ 158. Величина крутящего момента при вращении двигателя.** В начале пуска в ход, когда скорость вращения ротора еще невелика, сдвиг фаз $\varphi_2$ между э. д. с. ротора $E_2$ и силой тока $I_2$ имеет относительно большое значение; причина этого заключается в том, что частота тока ротора в начале пуска в ход сравнительно велика и, следовательно, реактанц $x_2$ тоже при этих условиях имеет относительно большое значение.

Когда двигатель придет во вращение, частота токов в роторе начнет уменьшаться, вместе с тем начнет также уменьшаться ток $I_2$. Одновременно с этим, однако, начнет также уменьшаться и угол сдвига фаз $\varphi_2$, так как вследствие уменьшения частоты индуктивное сопротивление ротора $x_2$ также уменьшается.

В результате токого одновременного изменения величин $I_2$ и $\cos \varphi_2$ в противоположные стороны крутящий момент двигателя будет

---

[1] См. гл. X.

по мере раскручивания двигателя сначала возрастать, а потом уменьшаться, как показано на фиг. 91 (кривая *1*).

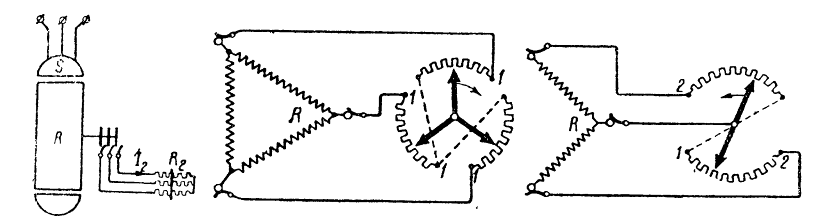
Часто при пуске в ход двигателя получается такой низкий коэфициент мощности ($\cos \varphi_k$), что начальный момент вращения, несмотря на большую величину тока $I_{2k}$, получается все же меньше, чем нормальный момент; при этом кривая моментов $M$ в функции скольжения имеет примерный вид, изображенный на фиг. 91 (кривая *1*).

Включая реостат $R_2$ в ротор асинхронного двигателя, можно повлиять на форму кривой момента вращения и добиться того, чтобы момент вращения при пуске в ход был наибольшим (фиг. 91, кривая *3*).

Для того чтобы привести в совпадение $M_{max}$ с начальной ординатой и, следовательно, чтобы получить кривую вида *3* фиг. 91, как показывает опыт, при двигателях средней мощности необходимо ввести в цепь ротора добавочное сопротивление, в среднем равное приблизительно около восьмикратного—десятикратного сопротивления обмотки ротора:

$$R_2 \approx (8 \div 10)\, r_2.$$

**§ 159. Пусковые реостаты.** Чаще всего пусковые реостаты располагаются извне двигателя и соединяются с его ротором через посредство контактных колец, как показано на фиг. 163—167.



Фиг. 163. Включение пускового реостата ($R_2$) в цепь ротора асинхронного двигателя.

Фиг. 164. Схема соединения пускового реостата.

Фиг. 165. Схема включения пускового реостата в цепь двухфазного ротора асинхронного двигателя.

В этом случае, если в каждую фазу ротора включено сопротивление, имеющее $n$ секций, всего потребуется в реостате $3n$ контактов.

При двухфазном роторе это число контактов реостата при том же числе ступеней $n$ может быть уменьшено до $2n$.

На фиг. 165 показана схема соединения такого двухфазного ротора с пусковым реостатом.

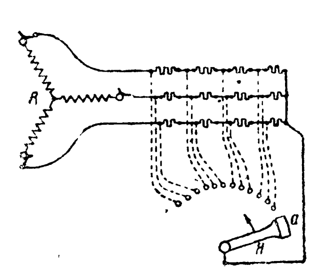
Как можно видеть из сравнения фиг. 164 и 165, конструкция реостата для двухфазного ротора получается несколько проще; поэтому в настоящее время иногда трехфазные двигатели небольшой мощности выполняются с двухфазными роторами.

Ввиду того что при двухфазном роторе получаются в кривых магнитных полей относительно большие гармоники высшего порядка, применение такой конструкции ограничивается, как было сказано, только двигателями небольших мощностей.

Конструкция пусковых реостатов может быть упрощена и при трехфазном роторе за счет некоторого ухудшения пусковых свойств мотора.

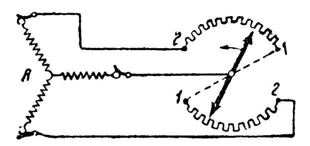
На фиг. 166 показан пусковой реостат, применяемый иногда для пуска в ход небольших двигателей и предложенный в свое время Каленбергом (Kahlenberg).

Особенность реостата, изображенного на фиг. 166, та, что соответственные секции трех фаз реостата выключаются неодновременно, как на фиг. 164, а в известной последовательности.




Фиг. 166. Схема пускового реостата системы Каленберга: ступенчатое выключение секции реостата и вследствие этого — несимметричная нагрузка фаз ротора.

Щетка $a$ в этом реостате должна быть такой ширины, чтобы были одновременно перекрыты три контакта реостата.




Фиг. 167. Схема реостата, предложенная Нитгаммером.

Достоинством этого реостата является простота его конструкции, напоминающая однорукояточный реостат постоянного тока. Однако при таких реостатах ротор асинхронного двигателя при пуске в ход является несимметрично нагруженным, что вызывает некоторое понижение начального момента вращения.

Иногда для пуска в ход небольших двигателей с целью упрощения конструкции реостата последнему придают вид согласно фиг. 167. При таком реостате, так же как и при вышеописанном (фиг. 166), получается обычно некоторое понижение пускового крутящего момента.

**§ 160. Включение индуктивного сопротивления в цепь ротора.** Были попытки добиться уменьшения пускового тока двигателя путем включения в цепь ротора вместо активных сопротивлений индуктивных (фиг. 168).

Преимущество индуктивного сопротивления заключается в том, что оно в малой степени поглощает мощность, понижая в то же время силу тока ротора.

При этом методе, однако, получается относительно низкий начальный момент, так как увеличение самоиндукции роторной цепи способствует увеличению угла сдвига фаз $\varphi_2$ между электродвижущей силой ротора и силой тока ротора.

Интересно выяснить, как влияет включение добавочной самоиндукции в цепь ротора на форму кривой изменения силы тока при разбеге двигателя.

На фиг. 169 дана примерная кривая изменения тока $I_2$ двигателя при возрастании $s$. Как видно на фиг. 169, некоторое время при пуске

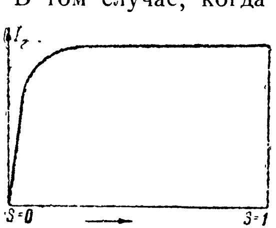
в ход величина тока $I_2$ держится на уровне, почти постоянном: $I_2 \approx \text{const}$; только после достижения двигателем довольно значительной скорости величина тока $I_2$ начинает заметно падать.

Причина этого явления заключается в следующем: Ток в роторе определяется из выражения

$$I_2 = \frac{E_2}{\sqrt{r_2^2 + (\omega_2 L_2)^2}} \,. \qquad (160,1)$$

Фиг. 168. Индуктивное сопротивление $L$, включенное в цепь ротора $r_2$ асинхронного двигателя.

В том случае, когда в цепь ротора включена большая добавочная самоиндукция, в знаменателе последнего выражения величина $r_2$ по сравнению с $(\omega_2 L_2)$ является очень небольшой; поэтому величиной $r_2$ мы можем в этом случае пренебречь.




Фиг. 169. Кривая изменения силы тока ротора $I_2$ в зависимости от скольжения $s$ при включенной большой самоиндукции $L$.

Тогда вместо выражения (160,1) мы получим более простое:

$$I_2 = \frac{E_2}{\sqrt{(\omega_2 L_2)^2}} = \frac{E}{\omega_2 L_2} \,. \qquad (160,2)$$

Электродвижущая сила, индуктированная вращающимся потоком $\Phi$ в роторе, может быть выражена так:

$$E_2 \equiv \omega_2 \Phi = K \omega_2 \Phi. \qquad (160,3)$$

Таким образом, подставив (160,3) в (160,2), мы получаем

$$I_2 \approx \frac{K \cdot \omega_2 \Phi}{\omega_2 L_2} \approx K \cdot \frac{\Phi}{L_2} \approx \text{const}. \qquad (160,4)$$

Уравнение (160,4) указывает, что величина тока при этих условиях приблизительно постоянна и почти не зависит от скорости ротора.

Метод включения в цепь ротора добавочной самоиндукции применяется на практике довольно редко и только в тех случаях, когда не требуется большого начального момента.

**§ 161. Включение в цепь ротора реостата через посредство трансформатора (метод „третичных" токов Рюденберга).** Если приключить к контактным кольцам ротора пусковой реостат не прямо, как обычно, а через посредство трансформатора $T$ с коэфициентом трансформации $\frac{1}{1}$, мы получим в результате схему, изображенную на фиг. 170; эта схема, впервые предложенная Рюденбергом, отличается замечательными свойствами.

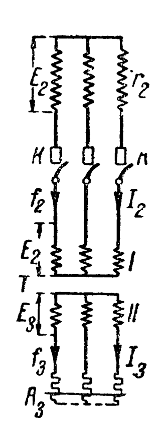
Эти свойства схемы связаны с поведением трансформатора $T$ при питании его обмоток токами меняющихся частот.

Представим себе трансформатор $T$ с передаточным числом $\frac{1}{1}$ вроде изображенного на фиг. 170.

Предположим сначала, что к клеммам его первичной обмотки $I$ приложено напряжение $E_2$ частоты сети (например, $f = 50$ Hz); в этом случае напряжение на вторичных клеммах $E_3$ будет почти равно первичному напряжению ($E_2 \approx E_3$).

Теперь предположим, что частота $f_2$ первичного напряжения равна нулю, т. е. что к первичным зажимам трансформатора приложено напряжение постоянного тока; в этом случае никакой трансформаторной передачи электрической энергии из первичной обмотки $I$ ко второй $II$ мы наблюдать не будем, и, следовательно, у нас будет $E_3 = 0$.

Таким образом если первичную обмотку $I$ трансформатора мы будем питать током, частота которого постепенно уменьшается, то напряжение во вторичной обмотке трансформатора $E_3$ будет также постепенно уменьшаться, и в пределе (при $f_2 = 0$) мы получим $E_3 = 0$. В первый момент пуска в ход, пока ротор двигателя неподвижен, частота токов, текущих в первичной обмотке $I$ трансформатора $T$, будет равна частоте сети; в соответствии с этим коэфициент трансформаторной связи между первичными и вторичными обмотками трансформатора будет велик, и схема фиг. 170 будет вести себя так, как если бы реостат $R_3$ был включен на контактные кольца ротора непосредственно.



Фиг. 170. Схема включения реостата $R_3$ в цепь ротора через посредство трансформатора $T$.

По мере раскручивания ротора двигателя частота токов, текущих в первичной обмотке трансформатора $T$, будет уменьшаться; в соответствии с этим коэфициент трансформаторной связи между первичной и вторичной обмотками трансформатора $T$ будет также уменьшаться, и наконец при нормальной скорости ротора, которой соответствует очень малая частота токов ротора $f_2$, все явления будут происходить таким образом, как если бы вторичная цепь, состоящая из обмотки $II$ трансформатора и сопротивления $R_3$, была совершенно отключена.

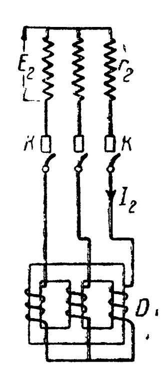
Это можно показать и математически.

Ток $I_3$, текущий во вторичной обмотке $II$ трансформатора $T$, являющийся по отношению к цепи статора двигателя уже не „вторичным“, а „третичным“ током, может быть выражен через ток $I_2$, текущий в первичной обмотке $I$ трансформатора $T$, следующим образом:

$$I_3 = I_2 \cdot \frac{\omega_2 M}{\sqrt{R_3^2 + (\omega_2 L_3)^2}}, \qquad (161,1)$$

где $M$ — коэфициент взаимоиндукции обмоток $I$ и $II$ трансформатора;
$R_3$ — активное сопротивление третичной цепи (включая пусковое сопротивление и сопротивление самой обмотки $II$);
$L_3$ — коэфициент самоиндукции третичной цепи (обусловленный наличностью обмоток трансформатора $T$ и самоиндукцией соединительных проводов третичной цепи).

Преобразуем вышенаписанное выражение (161,1), разделив числителя и знаменателя на $\omega_2$; в этом случае у нас получится



Фиг. 171. Схема включения дроссельной катушки $D$ в цепь ротора асинхронного двигателя.

$$I_3 = I_2 \frac{M}{\sqrt{\left(\frac{R_3}{\omega_2}\right)^2 + L_3^2}}. \qquad (161,2)$$

Выражение (161,2) весьма наглядно показывает, как будет протекать явление при уменьшении частоты тока $\omega_2$.

По мере раскручивания двигателя и, следовательно, по мере уменьшения частоты $\omega_2$ дробь $\frac{R_3}{\omega_2}$, входящая в знаменатель выражения (161,2), будет возрастать, и величина тока $I_3$ в соответственной мере будет уменьшаться.

При нормальиой скорости (которая обычно близка к синхронной) мы будем иметь очень малую величину $\omega_2$, поэтому и величина тока $I_3$, текущего в цепи реостата $R$, будет почти равна нулю: $I_3 \approx 0$.

**§ 162. Метод дроссельной катушки с массивным железным сердечником.** Описанный в предыдущем параграфе способ пуска в ход может быть модифицирован следующим образом: все три элемента описанной выше на фиг. 170 пусковой схемы (2 обмотки трансформатора $T$ и реостат $R_3$) можно совместить в одно целое. Как оказывается, для этого необходимо в цепь ротора вместо трансформатора $T$ (фиг. 170) включить трехфазную дроссельную катушку, имеющую массивный сердечник из железа или чугуна (вместо обычно применяемого сердечника из листового железа, фиг. 171).

В такой схеме роль третичных токов $I_3$ будут играть те токи Фуко, которые будут наводиться колебаниями магнитного потока в массивных сердечниках дроссельной катушки $D$.

Общим недостатком пусковых схем фиг. 168, 170 и 171 является понижение пускового момента двигателя, обусловленное наличностью в цепи ротора некоторого добавочного реактанца трансформатора $T$ или дроссельной катушки $D$.

**§ 163. Нестационарные процессы, происходящие в асинхронном двигателе в момент включения его обмоток на сеть.** Как известно[1], в момент приключения к сети переменного тока какой-либо самоиндукции мы можем получить кривую изменения тока разной формы в зависимости от того, в какой момент произошло приключение — в момент перехода мгновенного значения тока через нуль или в какой-либо другой момент.

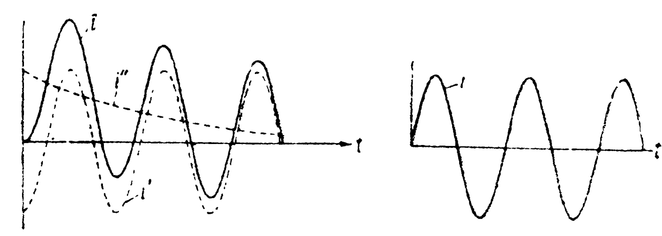
На фиг. 172 показана справа осциллограмма тока, снятая когда включение происходит в момент прохождения тока $i$ через нуль. Как видно, при этом кривая тока $i$ не теряет своей симметричной формы.

На фиг. 172 показана слева осциллограмма тока, когда включение происходит в момент прохождения этого тока $i$ через максимум. Как

[1] Проф. К. А. Круг, Основы электротехники.

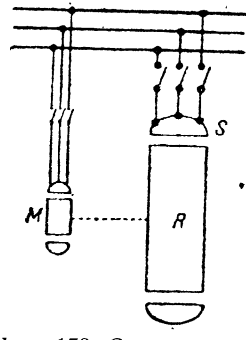
видно из осциллограммы, в этом случае происходит значительное изменение формы кривой тока $i$.

Кривая тока включения $i$ в этом последнем случае представляется как сумма двух токов: стационарного переменного тока $i'$ и накладывающегося на него постоянного тока $i''$, который с течением времени[1] убывает по экспоненциальной кривой.




Фиг. 172. Осциллограммы тока включения.

Таким образом, сравнивая обе осциллограммы, мы видим, что процесс включения самоиндукции на сеть носит до некоторой степени случайный характер: в зависимости от момента включения мы получаем разной формы осциллограммы тока включения, причем с точки зрения величины толчков тока случай, соответствующий левой осциллограмме фиг. 172, является наименее благоприятным.




Фиг. 173. Схема включения в сеть большого асинхронного двигателя при помощи вспомогательного двигателя.

Такие же точно кривые тока включения мы получим в статоре асинхронного двигателя в момент приключения его к сети.

Для пуска в ход больших асинхронных двигателей с короткозамкнутым ротором в прежнее время предлагали производить предварительное раскручивание главного двигателя $S-R$ при посредстве вспомогательного двигателя $M$; раскрутив главный двигатель $S-R$ до скорости, близкой к синхронизму, казалось можно было бы статор $S$ через посредство рубильника включить непосредственно к сети $L$ (фиг. 173).

Однако опыты показали, что при таком методе пуска в статоре $S$ и роторе $R$ могут получиться большие толчки тока.

Объяснение этому факту дает осциллограмма фиг. 172; появляющаяся в момент включения слагающая постоянного тока $i''$ создает в статоре асинхронного двигателя магнитный поток постоянного направления[2]; вследствие этого в роторе $R$, вращаемом со скоростью, близкой к синхронной, появляются большие переменные токи $I_3$ частоты,

[1] Измеряемого обычно долями секунды или, реже, немногими секундами в зависимости от величины самоиндукции.

[2] Таким образом в асинхронном двигателе при этих условиях мы будем наблюдать 2 магнитных потока: один — вращающийся поток, создаваемый многофазной обмоткой, и другой — поток постоянного направления, убывающий по экспоненциальной кривой.

близкой к сетевой, тормозящие движение ротора. Спустя некоторое время, когда слагающая постоянного тока упадет до нуля, токи $I_3$ падают также до нуля.

Из вышеизложенного видно, что метод пуска по схеме фиг. 173 является несовершенным.

**§ 164. Пусковые свойства двигателей с беличьим ротором.** Представление о средних величинах кратности пусковых токов $\left(\frac{I_к}{I_н}\right)$ и кратности пусковых моментов $\frac{M_к}{M_н}$ для двигателей с короткозамкнутым ротором можно получить на основании таблицы 17.

ТАБЛИЦА 17

**Средние значения кратности пускового тока $\frac{I_к}{I_н}$ и кратности пускового момента $\frac{M_к}{M_н}$ в зависимости от мощности двигателей (с короткозамкнутым ротором)**

| Мощность в kW | $\frac{I_к}{I_н}$ | $\frac{M_к}{M_н}$ |
|---|---|---|
| до 1,0 | 5,0—6,0 | 1,7 |
| 1—30 | 6,0—6,5 | 1,5—1,3 |
| 30—100 | 6,5—7,0 | 1,3—1,0 |

Из этой таблицы видно, что по мере увеличения мощности двигателя кратность пускового тока растет, а кратность пускового момента падает.

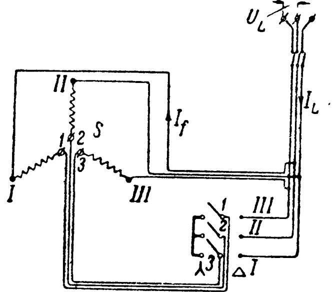
Пусковые качества двигателей Бушеро и двигателей с глубоким пазом выше, чем в двигателях с обычным короткозамкнутым ротором: кратность пускового тока в первых получается меньше и кратность момента выше.

## ГЛАВА XVII

# ПУСК В ХОД МНОГОФАЗНЫХ АСИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ (ПРИ КОРОТКОЗАМКНУТОЙ ОБМОТКЕ РОТОРА)

**§ 165. Пуск в ход по методу пересоединения со звезды на треугольник** (фиг. 174). Этот метод очень часто применяется при пуске в ход сравнительно небольших двигателей, имеющих ротор в виде беличьего колеса.

При этом методе во время пуска в ход все три фазы статора сначала соединяются в звезду, и после того как скорость двигателя возрастет в достаточной мере, все эти три фазы приключаются к сети, будучи соединены в треугольник.



Фиг. 174. Схема пуска асинхронного двигателя со стороны статора по методу пересоединения со звезды на треугольник.

При этом методе удается понизить в значительной мере пусковой ток двигателя (примерно в три раза).

Действительно, при соединении в треугольник каждая из фаз статора оказывается приключенной к **полному линейному напряжению** $U_L$. Поэтому фазовый ток при этих условиях будет

$$I_{f\Delta} = \frac{U_L}{z},$$

где $z$ — импеданц обмотки одной фазы.

Линейный ток $I_{L\triangle}$ будет больше фазового в отношении $\sqrt{3}$:

$$I_{L\triangle} = \sqrt{3} \cdot I_{f\triangle} = \sqrt{3} \cdot \frac{U_L}{z}.$$

При соединении обмоток статора в звезду на концах каждой из трех фаз мы будем иметь уже меньшее напряжение:

$$U_f = \frac{U_L}{\sqrt{3}}.$$

Линейный ток $I_{L\curlywedge}$ при соединении в звезду будет равен фазовому $I_{f\curlywedge}$, т. е.

$$I_{L\curlywedge} = I_{f\curlywedge} = \frac{U_f}{z} = \frac{U_L}{\sqrt{3} \cdot z}.$$

Таким образом мы видим, что линейные токи, при соединении статора в треугольник и звезду, относятся между собой, как

$$\frac{I_{L\triangle}}{I_{L\curlywedge}} = \frac{\left(\frac{\sqrt{3} \cdot U_L}{z}\right)}{\left(\frac{U_L}{\sqrt{3} \cdot z}\right)} = 3.$$

Отсюда мы видим, что при переключении статора со звезды на треугольник линейный ток должен возрасти примерно в три раза.

Опыт показывает, что при малых нагрузках двигателя это увеличение тока статора бывает несколько больше, чем в три раза, благодаря влиянию магнитного насыщения двигателя при переключении статора на треугольник[1].

**§ 166. Работа асинхронного двигателя при соединении его статора в звезду и треугольник.** На фиг. 175 показаны сравнительные характеристические кривые для одного и того же двигателя небольшой мощности в 9 *л. с.*, статор которого в одном случае был соединен в звезду, а в другом в треугольник[2].

Сравнение этих кривых между собой приводит к следующему:

При нагрузках двигателя, не превышающих примерно 40% от нормальной, к. п. д. $\eta$ для двигателя данной мощности (9 *л. с.*) в случае

---

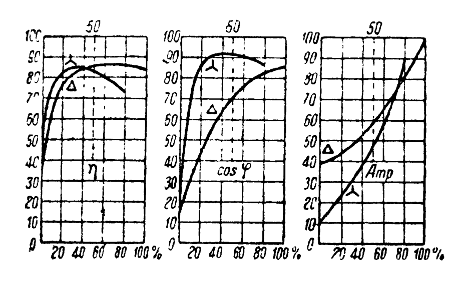
[1] При переключении статора со звезды на треугольник обычно получается довольно значительный „толчок“ тока. Этот толчок тока можно уменьшить, если между соединениями двигателя в звезду и треугольник ввести еще одну промежуточную ступень: соединение в „открытый треугольник“, при котором в сеть включаются только 2 фазы статорной обмотки. „Труды Государственного экспериментального электротехнического института“, проф. Е. В. Нитусов, Соединение статора асинхронного двигателя в открытый треугольник.

[2] Dr. E. Rosenberg, Rettung des Leistungsfaktors durch Kurzschlussmotoren „ETZ“ № 19, 1927.

соединения его статора в звезду получается больше, чем при соединении в треугольник.

Это повышение к. п. д. при соединении статора в звезду (в том случае, когда двигатель имеет нагрузку, меньшую нормальной), главным образом, обусловлено понижением магнитного насыщения в железе статора двигателя [1] и связанным с этим уменьшением потерь на гистерезис и токи Фуко.

Так, например, опыт показывает, что при переключении статора двигателя в 9 *л. с.* (кривые фиг. 175) со звезды на треугольник его потери холостого хода возрастают с 200 до 440 W, т. е. примерно вдвое.




Фиг. 175. Характеристичные кривые $\eta = f_1(P_2)$, $\cos\varphi = f_2(P_2)$, $I = f_3(P_2)$ асинхронного двигателя при соединении его статора в звезду и треугольник.

Вторая причина повышения к. п. д. при малых нагрузках двигателя, соединенного в звезду, заключается в уменьшении джоулевых потерь в статоре, вызванном уменьшением величины намагничивающего тока.

Из фиг. 175 видно (правый чертеж на фиг. 175), что ток холостого хода при переключении со звезды на треугольник для данного двигателя (9 *л. с.*) возрастает примерно в 4 раза (с 10 до 40 А). Наблюдаемое согласно кривым фиг. 175 возрастание тока холостого хода находится в некотором противоречии с теми данными, которые были получены выше и согласно которым следует, что сила тока в статоре при переключении его со звезды на треугольник должна возрасти не в четыре, а только в три раза.

Полученное здесь, таким образом, несоответствие можно объяснить себе значительным увеличением насыщения магнитной цепи, обусловленным увеличением напряжения на концах каждой фазы статорной обмотки двигателя при соединении в треугольник.

**§ 167. Метод автотрансформатора.** Для ограничения пускового тока $I_k$, текущего в обмотке статора асинхронного двигателя, иногда понижают напряжение у зажимов двигателя, приключая в момент пуска статор двигателя не прямо к сети, а ко вторичной обмотке понижающего трансформатора или автотрансформатора (фиг. 176).

Понижая напряжение у зажимов неподвижного двигателя до некоторой величины $U_k$, мы можем в любой мере ограничить величину пускового тока $I_k$, текущего в статоре двигателя:

$$I_k = \frac{U_k}{z_k}.$$

---

[1] В железе ротора потери на гистерезис и токи Фуко весьма невелики, так как при нормальной работе ротор вращается почти синхронно с вращающимся потоком.

При таком методе пуска в ход происходит заметное уменьшение величины начального момента вращения; последний, как было выяснено выше, изменяется пропорционально квадрату напряжения:

$$M \equiv U^2.$$

Таким образом, если, например, напряжение у зажимов при пуске будет составлять $^1/_3$ нормального $\left(\text{т. е. } U_k = \frac{1}{3} U\right)$, то пусковой момент при этом будет в $3^2 = 9$ раз меньше того момента, который получился бы, если бы статор двигателя был приключен прямо к сети.

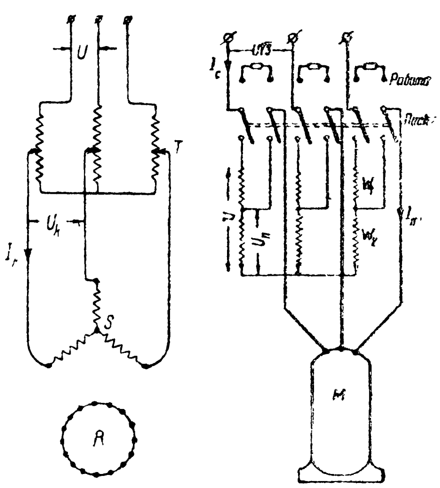
Поэтому метод пуска в ход при помощи автотрансформатора применяется только в тех случаях, когда не требуется больших начальных моментов.

Таким же недостатком (низкий начальный момент) обладает также описанный выше метод переключения со звезды на треугольник.

Пуская в ход двигатель непосредственно от сети, мы бы получили пусковой ток, равный току короткого замыкания при полном напряжении:

$$I_k = \frac{U}{Z_k},$$

где $Z_k$ — полное сопротивление двигателя.




Фиг. 176 и 176а. Схема пуска асинхронного двигателя методом автотрансформатора.

Автотрансформатор дает возможность при пуске снизить напряжение на зажимах двигателя до величины (фиг. 176а)

$$U_n = \frac{U}{C},$$

где $C$ — коэфициент трансформации, равный отношению $C = \frac{w_1 + w_2}{w_2}$. При этих условиях пусковой ток $I_n$ снизится до величины

$$I_n = \frac{U_n}{Z_k}.$$

Ток сети $I_c$ будет в $C$ раз меньше пускового статорного тока $I_n$:

$$I_c = \frac{I_n}{C}.$$

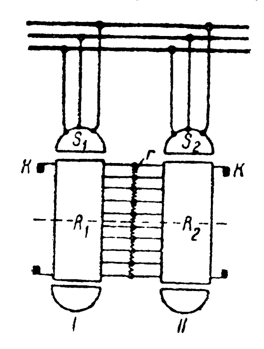
**§ 168. Двигатель с двойным статором Бушеро.** Бушеро предложил два чрезвычайно изящных метода безреостатного пуска в ход асинхронных двигателей.

Идею первого из этих методов можно уяснить на основании фиг. 177.

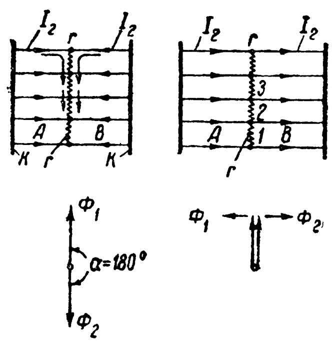
На этой фигуре показан **сдвоенный** асинхронный двигатель, состоящий из двух статоров $S_1$ и $S_2$ и двух роторов $R_1$ и $R_2$, сидящих **на общем валу**.

Как видно из фиг. 177, каждый из статоров $S_1$ и $S_2$ имеет свою **независимую** трехфазную обмотку; оба ротора, $R_1$ и $R_2$, имеют **одну общую** беличью обмотку (фиг. 178 и 179).

Эта беличья обмотка кроме двух замыкающих колец $k$ — $k$ с обоих краев имеет еще третье замыкающее кольцо $r$, расположенное посредине между обоими роторами. Кольца $k$ — $k$ — малого сопротивления и имеют нормальную конструкцию. Кольцо же $r$ имеет относительно большое сопротивление и работает, главным образом, при пуске в ход двигателя.




Фиг. 177. Схема пуска асинхронных двигателей по первому способу Бушеро.




Фиг. 178. Взаимное расположение потоков $\Phi_1$ и $\Phi_2$ и статоров двигателя Бушеро; распределение токов в его роторе при пуске в ход (левый чертеж) и нормальной работе (правый чертеж).

Один из статоров, например $S_2$, делается **поворотным**. При пуске в ход этот статор при помощи особого приспособления поворачивается относительно первого на угол $\alpha = 180$ электрических градусов (фиг. 178, левый чертеж).

В этом случае э. д. с. $E_1$, наводимая в каком-либо проводе $A$ левого ротора, будет смещена по фазе относительно э. д. с. $E_{II}$, наводимой в проводе $B$, являющемся продолжением провода $A$ (правый ротор). Если бы среднего замыкающего кольца $r$ не было, то при $\alpha = 180°$ мы получили бы в каждом из проводов результирующую э. д. с. $= E_I - E_{II}$.

Если эти э. д. с. $E_I$ и $E_{II}$ были бы равны друг другу, то при этих условиях сила тока в обоих роторах была равна нулю.

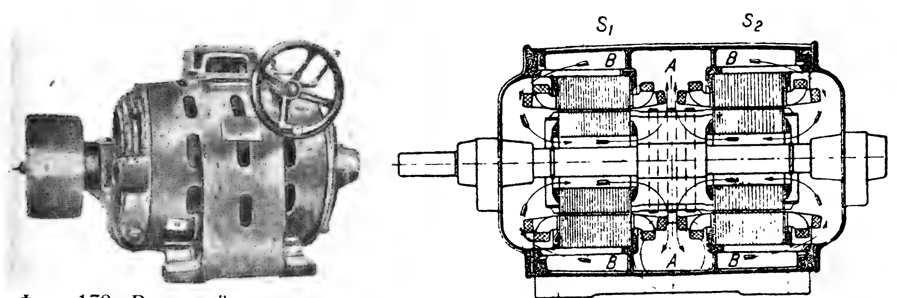
Но в двигателе Бушеро имеется, как было уже сказано, по середине между двумя роторами третье замыкающее кольцо $r$. Поэтому при угле поворота $\alpha = 180°$ э. д. с., наводимые в обоих роторах, создадут токи, которые **замкнутся через третье кольцо** $r$, как показано на фиг. 178.

При этих условиях кольцо большого сопротивления $r$ будет играть **роль пускового реостата**, ограничивающего силу тока двигателя и содействующего получению высокого $\cos\varphi$ при пуске.

После того как двигатель достигнет скорости, близкой к нормальной, и процесс пуска в ход, таким образом, закончится, необходимо статор $S_2$ повернуть так, чтобы $\alpha = 0$, и, следовательно, чтобы соответственные наведенные э. д. с. $E_I$ и $E_{II}$ совпадали по фазе.

При этих условиях направление соответственных э. д. с. $E_I$ и $E_{II}$, а следовательно, и токов в обоих роторах будет одинаково; поэтому разности потенциалов между различными точками *1 — 2 — 3* и т. д. третьего замыкающего кольца всюду будут равны нулю (фиг. 178, правый чертеж).

Таким образом теперь токи ротора совсем не будут заходить в кольцо *r*, и это кольцо будет совсем разгружено от токов. Отсюда ясно, что кольцо *r* является в сущности пусковым реостатом, который расположен на самом роторе двигателя и обтекается током только при пуске в ход.




Фиг. 179. Внешний вид двигателя по первой схеме Бушеро.

Фиг. 180. Разрез двигателя Брункена.

Для поворота статора $S_2$ в двигателе Бушеро имеется специальная конструкция, состоящая из червячного колеса с маховичком *M*, как это видно на фиг. 179, где показан двигатель Бушеро, выполненный заводом Мэзон Брегет в Париже.

Описанный здесь способ Бушеро отличается некоторой сложностью и требует специальных конструкций, обусловленных необходимостью поворота статора одного из двигателей. В следующем параграфе указано, как можно упростить эту конструкцию.

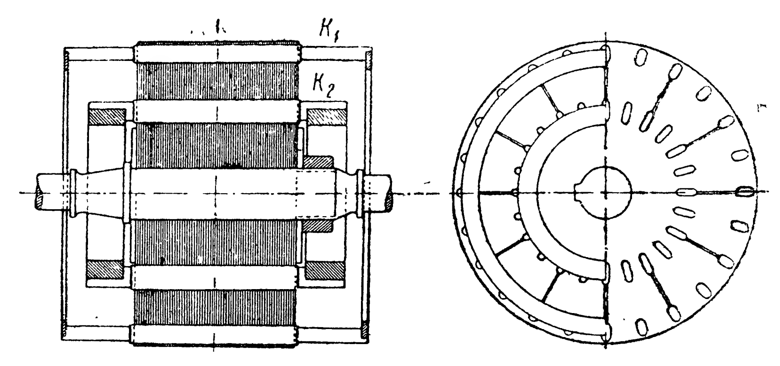
**§ 169. Двигатель Брункена (Brunken).** Брункен обошел затруднения, связанные с необходимостью поворота одного из статоров двигателя Бушеро. В двигателе Брункена поворот второго статора $S_2$ сдвоенного двигателя осуществляется не механически, как у Бушеро, но „электрически".

Для этой цели Брункен при пуске двигателя в ход производит постепенное переключение обмотки статора $S_2$ со звезды на треугольник, зигзаг и др., достигая этим поворота вектора магнитного потока второго статора относительно первого статора на разные углы $\alpha = 60°$, $90°$, $120°$, оставляя при этом оба статора неподвижными.

На фиг. 180 показан общий вид двигателя Брункена.

## § 170. Двигатель с двойной беличьей клеткой ротора.

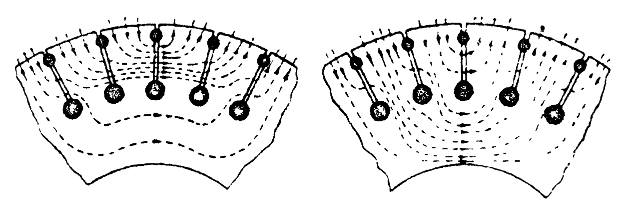
Доливо-Добровольский и позднее Бушеро разработали метод пуска в ход асинхронного двигателя, при котором вместо двух статоров и роторов схемы фиг. 181 можно ограничиться всего одним статором и ротором, расположив на последнем две обмотки. Статор этого двигателя имеет обычную нормальную конструкцию. Ротор двигателя, как было сказано, имеет две обмотки. Обе обмотки обычно выполняются в виде беличьих клеток (фиг. 181, 183, 184).



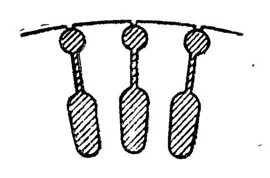

Фиг. 181. Двойная клетка Бушеро.

Обмотка $K_1$, расположенная ближе к наружной поверхности, имеет относительно большое сопротивление (фиг. 181). Эта обмотка часто изготовляется не из меди, а из какого-нибудь металла большего сопротивления, например, латуни или алюминиевой бронзы.

Эта наружная обмотка является пусковой обмоткой; внутренняя обмотка $K_2$, являющаяся рабочей, имеет большое сечение проводов и, следовательно, малое сопротивление (фиг. 181).



Фиг. 182. Картина распределения магнитного потока в роторе Бушеро при пуске (левый чертеж) и при нормальной работе (правый чертеж).



Фиг. 183. Алюминиевая обмотка ротора.

При пуске в ход, главным образом, работает наружная пусковая обмотка, рабочая же обмотка при этом нагружена слабо.

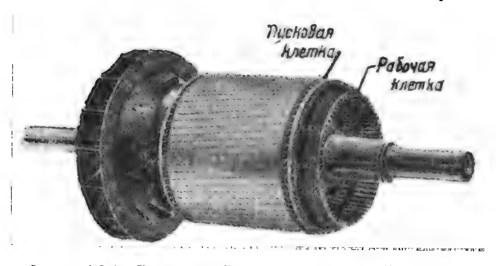
При нормальной скорости, наоборот, более нагруженной является рабочая, внутренняя, обмотка, имеющая большее сечение проводов.

Действие такого двигателя заключается в следующем: при пуске в ход вращающийся поток с полной скоростью пересекает провода тонкой (пусковой) и толстой (рабочей) обмоток.

При этом во внутренней обмотке благодаря ее малому активному сопротивлению и благодаря большому ее индуктивному сопротивлению текут сильно смещенные по фазе токи.

Благодаря этому м. д. с. внутренней обмотки стремится ослабить вращающийся поток двигателя; она как бы „отжимает“ или „оттесняет“ силовые магнитные линии вращающегося потока к внешней поверхности ротора (фиг. 182, левый чертеж).

Таким образом при пуске в ход силовые магнитные линии вращающегося потока двигателя не заходят глубоко внутрь железа ротора — почти не проникают глубже рабочей обмотки; благодаря этому при этих условиях работает в смысле образования крутящего момента, главным образом, внешняя обмотка большого сопротивления. По мере раскручивания ротора двигателя частота и сила токов в роторе уменьшаются, и размагничивающее действие рабочей обмотки (внутренней) в соответственной мере уменьшаются. При этом силовые линии вращающегося потока заходят все глубже и глубже внутрь железа ротора и, сцепляясь с рабочей обмоткой, развивают вращающий момент. В результате этого во время нормального хода двигателя уже работает преимущественно внутренняя (рабочая) обмотка (фиг. 182, правый чертеж).



Фиг. 184. Внешний вид ротора Бушеро.

На фиг. 183 показан ротор Бушеро, у которого провода рабочей обмотки имеют овальное сечение (для уменьшения магнитного насыщения в железе ротора).

Такая обмотка часто выполняется путем заливки пазов алюминием, как показано на фиг. 183.

Пусковая и рабочая клетки могут быть присоединены к общим замыкающим кольцам или каждая — раздельно к своим кольцам, в каковом случае число замыкающих колец удваивается (фиг. 184).

Нагрев проводов $K_1$ пусковой обмотки в момент пуска бывает больше, чем проводов $K_2$ рабочей обмотки.

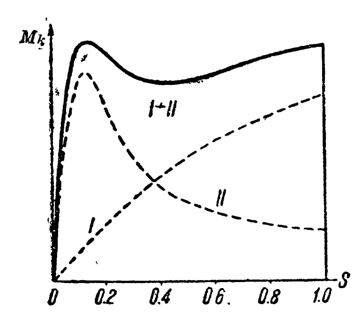
Поэтому при пуске в ход провода $K_1$ вследствие теплового расширения удлиняется значительнее, чем рабочие провода ротора. Таким образом с этой точки зрения раздельные замыкающие кольца являются более желательными, хотя это и влечет некоторое усложнение конструкции ротора (фиг. 181 и 184).

**§ 171. Кривая крутящего момента двигателя с двойной клеткой.** На фиг. 185 показана кривая крутящего момента (сплошная линия) в функции скольжения $s$, получающаяся для ротора с двойной беличьей клеткой (фиг. 181).

На этой фигуре кривая $I$ представляет собой крутящий момент двигателя при наличии только одной обмотки $K_1$ (большого сопротивления, фиг. 182).

Если бы в пазах ротора была расположена только одна обмотка

малого сопротивления $K_2$ (фиг. 181), то кривая крутящего момента имела бы очертания кривой *II* (фиг. 185).



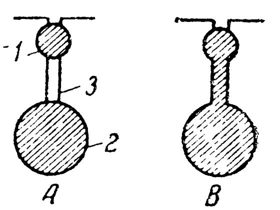

Фиг. 185. Кривые крутящего момента двигателя Бушеро согласно схеме фиг. 169.

При наличии двух обмоток в роторе двигателя Бушеро мы имеем кривую крутящих моментов в виде сплошной кривой, получающейся в результате суммирования ординат кривых *I* и *II*. Эта суммарная кривая имеет два максимума в отличие от кривых моментов обычных двигателей, имеющих только один максимум. Как видно из фиг. 185, начальный момент в двигателе с двойной клеткой получается значительно больше, чем в обычных двигателях с беличьей обмоткой. Недостатком двигателей с двойной клеткой является относительно невысокий их коэфициент мощности ($\cos \varphi$ здесь ниже на $2-4\%$, чем в двигателях с нормальной беличьей обмоткой).

Пусковой ток двигателей Бушеро с ротором согласно фиг. 182 меньше, чем в двигателях с нормальным ротором.

Главное преимущество двигателей Бушеро заключается в их хорошем пусковом моменте.

**§ 172. Алюминиевая обмотка ротора. Глубокие пазы.** Конструкцию обмотки Бушеро (фиг. 182) можно упростить, соединив обе обмотки ротора в одно конструктивное целое; для этой цели можно соединить оба провода *1* и *2* ротора Бушеро (фиг. 186) в один; при этом получится вместо прежних двух только одна беличья обмотка с проводами, имеющими фасонное сечение, согласно фиг. 186, *B*.




Фиг. 186. Переход от схемы Бушеро с двумя клетками к схеме с фасонными проводами *B*.

Обмотки ротора с таким фасонным сечением проводов в настоящее время выполняются из алюминия; при этом последний в расплавленном состоянии при фабрикации ротора прямо заливается в пазы ротора, что дает весьма прочную и дешевую конструкцию беличьего колеса.

Можно сделать еще один шаг дальше по пути упрощения конструкции и вместо фасонного провода (фиг. 186) *B* взять провод согласно фиг. 187, отличающийся относительно большой высотой и малой шириной.

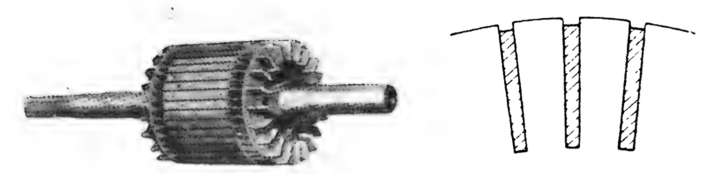
Ротор такой конструкции (так называемый ротор с глубокими пазами) показан на фиг. 187.

Двигатель с глубоким пазом можно представить себе развившимся из двигателя Бушеро. Увеличивая постепенно число клеток в роторе последнего, мы придем в пределе к сплошному высокому стержню в роторе.

Выше было указано, что в „высоком“ проводе (фиг. 116) происходит обычно неравномерное распределение плотности тока $s_a$.

Можно доказать, что эта неравномерность распределения плотности тока $s_a$ будет выражаться тем резче, чем больше будет высота провода и чем выше частота тока, текущего в этом проводе [1].

Таким образом оказывается, что активное сопротивление высоких и узких проводов (согласно фиг. 187) при пуске в ход (когда частота тока в проводе велика) получается значительно бо́льшим, чем при нормальной работе двигателя (когда частота тока в роторе невелика).



Фиг. 187. Внешний вид ротора с глубокими пазами.

Как было сказано, в начале процесса пуска в ход в роторе с высокими пазами наибольшая плотность тока будет в верхних частях стержня ротора (расположенных ближе к наружной цилиндрической поверхности ротора). Поэтому при пуске в ход наиболее разогретыми будут верхние части стержней ротора. Однако здесь неравномерность распределения температуры в отдельных частях стержней будет меньше, чем в роторе с двойной клеткой, так как здесь передача тепла от верхних слоев стержней к нижним происходит более совершенным образом, чем в роторе Бушеро. Это является преимуществом двигателей с глубоким пазом.

Фиг. 188. Диаграмма тока двигателя с „глубокой впадиной".

Недостатком таких двигателей является несколько более низкий $\cos\varphi$ по сравнению с двигателями Бушеро, обусловленный повышенным магнитным рассеянием ротора. На фиг. 188 показана диаграмма тока двигателя с глубокой впадиной.

Как видно из фигуры, конец вектора такого двигателя перемещается по кругу только при малых нагрузках; при больших нагрузках конец вектора тока скользит по прямой. Такой характер явлений объясняется тем, что реактивное и активное сопротивления ротора в таком двигателе не являются величинами постоянными, но меняются в значительных пределах при изменении нагрузки и скольжения.

**§ 173. Другие модификации ротора Бушеро**. 1. Ротор Дженераль Электрик Компани (General Electric Co). Вместо круглых или овальных проводов (как показано на фиг. 183) можно применять провода прямоугольного сечения (фиг. 189).

---

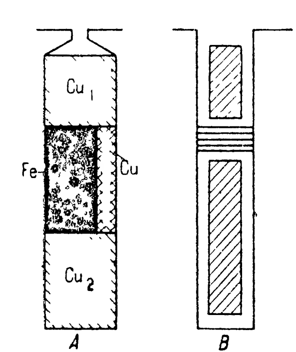
[1] Применяя фасонное сечение (например, в виде трапеции) можно еще более усилить неравномерность распределения.

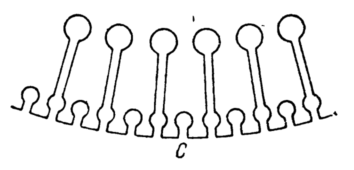
Как видно из этой фигуры, в обычный прямоугольный паз заложены 3 медных стержня $Cu_1$, $Cu_2$, Cu; в среднюю часть паза заложен брусок Fe из мягкого железа.

Провода $Cu_1$ и $Cu_2$ соединены с торцевыми медными кольцами, медный же брусок Cu с кольцами не соединен и служит только для уменьшения магнитного сопротивления средней части паза. Изменяя относительную толщину брусков Fe и Cu, можно влиять на пусковые свойства двигателя, изменяя величину пускового тока и пускового момента.

2. Ротор завода Сименс-Шуккерт-Верке. На фиг. 189, *B* показан паз ротора, представляющего собой другую модификацию двойного беличьего ротора Бушеро.

Как видно из этой фигуры, в каждый паз заложено по 2 медных провода (показаны на фигуре косой штриховкой), между которыми расположена железная прокладка (показано на фигуре горизонтальной штриховкой). При этой конструкции суммарная высота паза получается значительно меньше, чем в роторе Бушеро, что является преимуществом этой системы перед ротором Бушеро.






Фиг. 189. *A* — ротор GEC; *B* — ротор SSW; *C* — ротор с двойным числом проводов пусковой обмотки. $Cu_1$ — пусковая обмотка; $Cu_2$ — рабочая обмотка; Fe — железный стержень; Cu — медный стержень.

3. Ротор с двойным числом проводов пусковой обмотки. На фиг. 189, *C* показан ротор, в котором число проводов пусковой обмотки вдвое больше, чем число проводов рабочей обмотки.

При такой конструкции реактанц пусковой обмотки, приведенный к первичной цепи, получается почти вдвое меньше, чем для обычной двойной беличьей обмотки согласно фигуре.

Это уменьшение реактанца пусковой обмоткой, приведенного к первичной (статорной) цепи, связано с увеличением коэфициента трансформации „ротор-статор", обусловленного увеличением числа проводов пусковой обмотки.

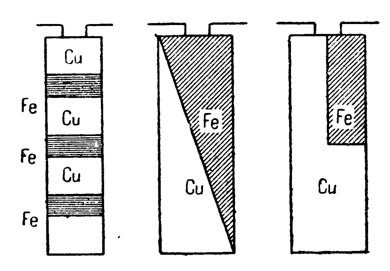
4. Ротор Рюденберга. На фиг. 190 изображена конструкция, предложенная Рюденбергом и характеризующаяся тем, что в пазу ротора расположено несколько медных проводов Cu, чередующихся прослойками из листового железа Fe; все провода Cu соединены с двумя торцевыми медными кольцами, как в обычном роторе.

5. Ротор Лившица. На фиг. 191 и 192 представлены другие модификации, предложенные инж. Лившицом; как видно из этой фи-

гуры, медная рабочая обмотка Cu здесь имеет треугольное (фиг. 191) или L-образное сечение (фиг. 192), остальная же часть паза занята железным проводом Fe, принадлежащим пусковой обмотке.

6. Другие модификации ротора Бушеро. На фиг. 193 представлены другие модификации ротора Бушеро.

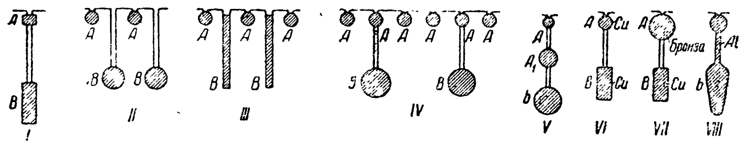
На чертеже *I* этой фигуры представлен паз ротора завода SSW, на чертежах *II* и *III* показаны конструкции, при которых коэфициент взаимоиндукции между проводами *a* и *b* получает меньшую величину. На чертеже *IV* пусковая обмотка состоит из большего числа стержней по сравнению с рабочей. При этих условиях магнитное рассеяние пусковой клетки получается меньше и относительный пусковой момент, создаваемый пусковой клеткой, получается больше.




Фиг. 190. Фиг. 191. Фиг. 192. Модификация ротора Бушеро.

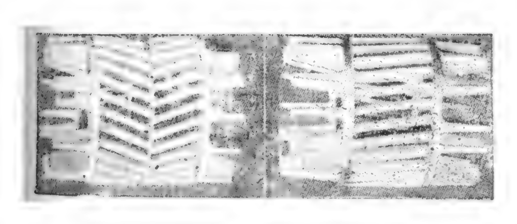
На чертеже *V* представлена обмотка ротора с тремя беличьими клетками (иногда применяется для машин большой мощности).

На чертеже *VI* представлена обмотка ротора, отличающаяся тем, что провода пусковой обмотки *a* имеют круглое сечение, в то время как рабочая обмотка *b* имеет прямоугольное сечение (завод SSW).




Фиг. 193. Модификация ротора Бушеро.

7. Ротор завода „Электросила". На чертеже VII представлена обмотка ротора советской конструкции завода „Электросила", отличающаяся тем, что провода пусковой обмотки *A* выполнены из бронзы или латуни, т. е. металла, имеющего большее удельное сопротивление, чем медь. В этом случае пусковые провода *A* получают бо́льшее сечение и, следовательно, объем, что повышает „тепловую емкость" пусковой обмотки и, следовательно, способствует понижению перегрева пусковой обмотки при разбеге двигателя.



Фиг. 194. Алюминиевые обмотки беличьего колеса.

На чертеже VIII представлена обмотка, выполненная из алюминия. В этом случае провода ротора отливаются как одно целое с торцевыми кольцами, причем заливается алюминием также и узкая щель между проводами пусковой и рабочей обмоток.

В такой обмотке происходит хорошее выравнивание температуры между верхней и нижней клетками, составлявшими одно металлическое целое.

Наибольшее распространение имеют обмотки типа *VI*, *VII*, *VIII* и *I*.

8. Елочная обмотка. На фиг. 194 показаны алюминиевые обмотки в форме беличьего колеса (железо ротора при этом было „вытравлено" в кислотной ванне).

Обмотка, показанная на фиг. 194 слева, собственно состоит из двух алюминиевых беличьих колес с третьим замыкающим колесом посередине. Как видно из фиг. 194, провода правого беличьего колеса смещены на половину зубцового деления относительно проводов левого беличьего колеса.

Такая „елочная" конструкция ротора дает возможность получить „бесшумный" и с хорошей кривой крутящих моментов двигатель[1].

**§ 174. Нагрев пусковой клетки.** Если предположить для примера, что двигатель с двойным беличьим ротором мощностью в 10 kW построен таким образом, что он потребляет при пуске 1,5-кратную номинальную мощность, и если для примера предположить, что имеет место такая степень „вытеснения" тока, что на пусковую клетку в этот момент приходится $^2/_3$ всей мощности, то окажется, что в пусковой клетке большого сопротивления в первый момент пуска должна будет поглотиться мощность:

$$^2/_3 \cdot 1{,}5 \cdot 10 = 10 \text{ kW},$$

т. е. полная номинальная мощность двигателя!

Только постепенно по мере раскручивания двигателя пусковая клетка будет разгружаться, пока не наступит при номинальном скольжении нормальное состояние, характеризуемое тем, что почти полную нагрузку возьмет на себя рабочая обмотка.

Таким образом приходится считаться с возможностью значительного повышения температуры пусковой клетки при пуске.

Имея в виду эти обстоятельства, иногда выполняют пусковую клетку из проводов большого сечения и большой относительно массы, применяя вместо меди материал меньшей проводимости, например, бронзу.

С точки зрения быстрого выравнивания температуры внутри обмотки является целесообразным применение также сплошных фасонных проводов, полученных путем заливки алюминием, который при этом заполняет также и щель между пазами верхней и нижней клеток.

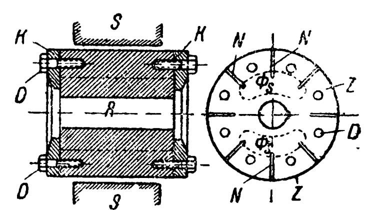
В таких роторах тепло, развивающееся в верхней (пусковой) клетке, быстро отводится через соединительный алюминиевый мостик, образованный щелью, к нижней более холодной клетке.

**§ 175. Ротор в виде массивного железного цилиндра.** Как известно, для уменьшения потерь на токи Фуко вращающиеся якоря электрических машин обыкновенно делаются из листового железа.

---

[1] См. AEG-Mitteilungen, 1936, № 3.

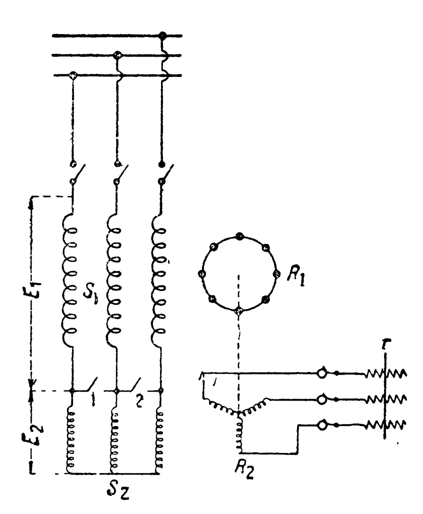
Правильность такой конструкции для машин постоянного тока, синхронных машин, одноякорных преобразователей и коллекторных двигателей не подлежит сомнению. Есть, однако, класс машин, для которых может быть также применена другая конструкция: это — асинхронные двигатели. Действительно, токи Фуко, развивающиеся в роторе такого двигателя, не являются всецело паразитными токами, так как, взаимодействуя с вращающимися потоками, они могут образовать полезный вращающий момент. Возникает мысль вместо обычной конструкции ротора с обмоткой, расположенной на сердечнике из листового железа, применить массивный железный ротор без всякой обмотки. Токи Фуко, индуктированные в железе этого массивного ротора вращающимся потоком, будут при этих условиях полезными токами, создающими вращающий момент. Мы получим ротор чрезвычайно простой конструкции и большой прочности, который не будет бояться никаких перегрузок. Кроме того, такой ротор будет обладать еще одним замечательным свойством: благодаря сильно выраженному „поверхностному эффекту“ (skin effect) его омическое сопротивление при пуске в ход, когда частота токов в роторе велика, будет значительно больше, чем сопротивление при нормальной работе, и, следовательно, его начальный момент вращения будет высок. Несмотря на все отмеченные выше положительные качества, ротор в виде массивного железного цилиндра до сих пор не получил применения на практике; причиной этого являются высокое омическое сопротивление при нормальной работе и низкий коэфициент мощности такого ротора. Автор настоящей статьи сделал попытку усовершенствовать такой ротор. Основные черты новой конструкции поясняет фиг. 195; на этой фигуре $S$ обозначает статор; $R$ — ротор в виде массивного железного цилиндра; $N$ — $N$ пазы и $K$ — $K$ — два нажимных кольца из меди, бронзы или какого-нибудь другого материала, имеющего лучшую электрическую проводимость, чем железо. Кольца $K$ — $K$ для уменьшения контактного сопротивления крепко прижимаются к торцевой поверхности ротора при помощи болтов $D$ — $D$. Благодаря такой конструкции торцевые токи ротора получают возможность протекать по кольцам малого сопротивления, в результате чего общее омическое сопротивление ротора должно понизиться. Следующее усовершенствование, которое можно ввести в эту конструкцию, заключается в расположении по окружности ротора целого ряда глубоких и узких пазов $N$—$N$. Образованные таким образом массивные железные зубцы $Z$—$Z$ будут представлять собою проводники, по которым будет протекать ток, вызванный вращающимся потоком; в этом случае мы будем иметь род короткозамкнутой обмотки в виде беличьего колеса с железными проводниками и медными замыкающими кольцами. Устраивая пазы $N$ — $N$, мы преследуем двоякую цель: увеличение коэфициента мощности двигателя и уменьшение омического сопротивления его ротора. Как видно



Фиг. 195. Разрез ротора в виде массивного цилиндра, предложенного автором.

из фиг. 195, эти пазы увеличивают магнитное сопротивление потоков рассеяния $\Phi_s$, в результате чего понижается индуктивное сопротивление ротора, и в связи с этим повышается коэфициент мощности двигателя.

Как показывают опыты, благодаря сильно выраженному поверхностному эффекту в массивных железных проводниках переменный ток имеет стремление распространяться, главным образом, по поверхности проводника и проникает вглубь на сравнительно небольшую толщину, причем эта глубина проникновения тока получается тем меньше, чем больше частота[1]. Таким образом, прорезая целый ряд пазов по окружности ротора, мы тем самым увеличиваем внешний поверхностный слой, в котором может распространяться индуктированный вращающимся потоком ток ротора: вследствие этого полезное сечение железа ротора повышается и омическое сопротивление его понижается.



Фиг. 196. Пуск в ход с „разгонным" вспомогательным двигателем.

Как показали опыты, асинхронный двигатель с массивным железным ротором обладает хорошими пусковыми качествами. Однако коэфициент мощности такого двигателя получается невысоким — на 15—20% ниже, чем для двигателя с ротором нормальной конструкции.

Поэтому такой двигатель с массивным ротором, уступающий по своим электрическим показателям двигателям обычных конструкций, может найти применение лишь в специальных случаях.

**§ 176. Пуск в ход больших асинхронных двигателей с короткозамкнутым ротором.** До сих пор пуск в ход больших асинхронных двигателей с короткозамкнутым ротором осуществлялся чаще всего по методу изменения коэфициента трансформации трансформатора в сторону понижения напряжения на зажимах обмотки статора двигателя.

Для пуска в ход больших асинхронных двигателей Гартвагнер (Hartwagner) предложил применять другой метод, который раньше был разработан применительно к одноякорным преобразователям Розенбергом.

Сущность этого метода поясняет фиг. 196.

---

[1] Литература:

Акад. К. И. Шенфер, Ротор асинхронного двигателя в виде массивного железного цилиндра, „Электричество" № 2, 1925. Prof. Claudius Schenfer. Rotor des Asynchronmotors in Form eines massiven, Eisenzylinders „Archiv für Elektrotechnik", № 2, 1926.

На этой фигуре означают:

$S_1 - R_1$ — статор и ротор главного двигателя;

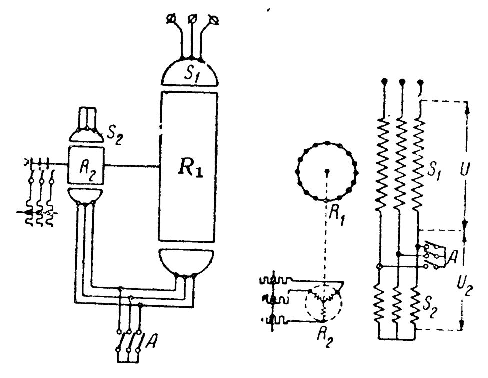
$S_2$ — статор вспомогательного (разгонного) двигателя, последовательно соединенный со статором главного двигателя;

$R_2$ — ротор разгонного двигателя, сидящий на одном валу с ротором $R_1$ главного двигателя.

Число полюсов разгонного двигателя $S_2 - R_2$ при этой системе должно быть меньше, чем число полюсов главного двигателя.

При пуске в ход рубильник 1—2 на фиг. 196 должен быть разомкнут, благодаря чему ток каждой фазы последовательно обтекает обмотки $S_1$ и $S_2$. Так как мощность разгонного двигателя составляет всего несколько процентов от мощности главного двигателя, сопротивление обмоток $S_2$ получается здесь значительно бо́льшим сопротивления обмоток $S_1$, что ограничивает в сильной мере пусковой ток в статоре главного двигателя.

При пуске в ход линейное напряжение между обеими статорными обмотками $S_1$ и $S_2$ делится обратно пропорционально их кажущимся сопротивлениям, т. е. таким образом, что напряжение $E_1$ получается очень малым, и напряжение $E_2$ на концах статорной обмотки разгонного двигателя почти равно линейному.




Фиг. 196а. Двигатель Рихтера.

По мере того как двигатель будет раскручиваться, напряжение $E_1$ будет делаться все больше и больше, а напряжение $E_2$ при этом будет постепенно падать. При скорости агрегата, близкой к синхронной главного двигателя, почти все напряжение линии перебросится на клеммы статора главного двигателя, а напряжение разгонного двигателя при этом будет почти равно нулю: в этот момент при помощи рубильника 1—2 обмотка статора $S_2$ разгонного двигателя может быть замкнута на короткое, чем и заканчивается процесс пуска в ход.

**§ 177. Двигатель Рихтера.** Рихтер соединил два двигателя на фиг. 196а в один и тем упростил систему Гартвагнера.

В двигателе Рихтера статор снабжен двумя обмотками $S_1$ и $S_2$: одной рабочей, имеющей $2p_1$ полюсов и другой — пусковой, имеющей $2p_2$ полюсов, причем $p_2 > p_1$.

В пазах ротора также расположены две обмотки $R_1$ и $R_2$.

Одна обмотка $R_1$, рабочая, выполнена в виде отдельных короткозамкнутых витков или „петель", имеющих шаг, равный полюсному делению рабочей обмотки статора $\tau_1$.

В этой рабочей обмотке $R_1$ будут наводиться токи только от вращающегося поля статора $S_1$. Обмотка статора $S_2$ в этой обмотке $R_1$ никаких токов наводить не будет.

Другая обмотка ротора $R_2$, пусковая, выполняется в виде короткозамкнутой; эта последняя обмотка находится под воздействием потока обеих обмоток статора $S_1$ и $S_2$[1].

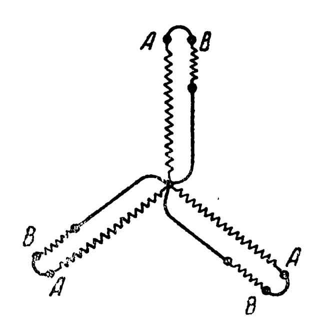
Ввиду ее сложности машина Рихтера не получила большого распространения.

## ГЛАВА XVIII

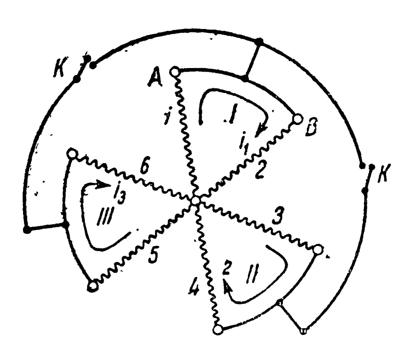
# БЕЗРЕОСТАТНЫЙ ПУСК В ХОД АСИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ С ФАЗНЫМ РОТОРОМ ПО МЕТОДУ „ПРОТИВОСОЕДИНЕНИЯ"

**§ 178. Схемы Гергеса.**[2] Пуск в ход асинхронных двигателей по методу „противосоединения" в общих чертах состоит в следующем:

Каждая фаза обмотки ротора делится на две части, которые при пуске двигателя в ход соединяются друг против друга таким образом, что индуктированные в этих частях обмотки э. д. с. вычитаются. Благодаря этому величина пускового тока понижается.




Фиг. 197. Первая схема Гергеса.




Фиг. 198. Вторая схема Гергеса.

Этот метод пуска в ход, предложенный в 1894 г. проф. Гергесом (Görges), получил на практике большую известность и находит при известных условиях применение для двигателей средней мощности (до 100 *л. с.*).

Проф. Гергес дал 2 пусковых схемы: в одной из них (фиг. 197), две неравные части обмоток *A* и *B* лежат в общих пазах и вследствие этого наводимые в *A* и *B* вращающимся магнитным потоком э. д. с. вычитаются друг из друга алгебраически, и двигатель берет с места при уменьшенном токе[3].

В другой схеме (фиг. 198) эти части обмоток *A* и *B* имеют одинаковое число витков, но при этом *A* и *B* расположены в разных пазах и относятся к разным фазам, вследствие чего э. д. с., индуктированные в *A* и *B*, вычитаются геометрически.

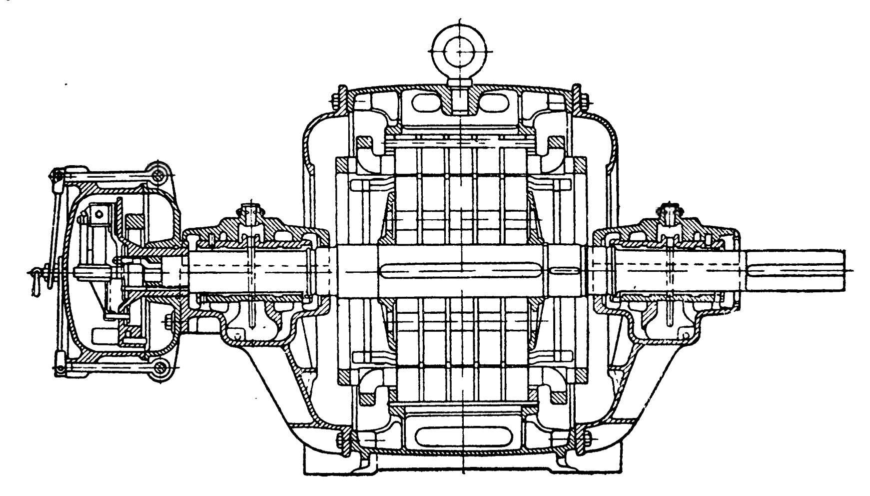
---

[1] См. „ETZ", 1925, стр. 6.

[2] К. Шенфер, „Труды Государственного экспериментального института" № 5, 1924.

[3] Prof. Claudius Schenfer, Ueber Anlaufschaltung nach Görges, „Elektrotechnik und Maschinenbau", 1924.

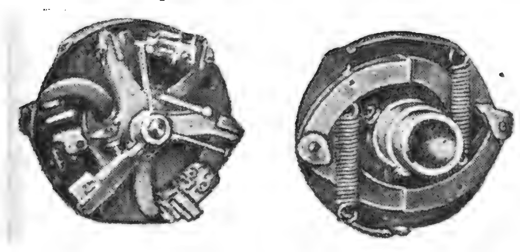
При схеме фиг. 197 пусковой ток двигателя путем подбора надлежащего числа витков $A$ и $B$ можно ограничить в любой мере; недостатком, однако, этой схемы является относительно низкий $\cos \varphi$ при пуске и связанный с этим невысокий начальный момент.



Фиг. 199. Разрез двигателя с ротором Гергеса.

При второй схеме (фиг. 198) крутящий момент получается выше, но недостатком этой схемы является большой пусковой ток двигателя, составляющий, как уже было упомянуто, примерно 80% от тока короткого замыкания при рабочем соединении роторной обмотки, когда ножи $K—K$ замкнуты на короткое.

После достижения двигателем скорости, близкой к нормальной, отдельные фазы обмотки Гергеса замыкаются на короткое, после чего ротор двигателя работает как обычный. Короткое замыкание обмотки ротора обычно совершается автоматически при помощи центробежного замыкателя (фиг. 199 и 200).



Фиг. 200. Внешний вид автоматического „замыкателя".

**§ 179. Токи ротора при второй схеме противосоединения (шестифазной).** Как видно из фиг. 198, при пуске двигателя в ход, пока ножи $K — K$ еще не замкнуты, в обмотке ротора получаются три замкнутых цепи: *I*, *II* и *III*.

Найдем величину тока, текущего в каждой из этих замкнутых цепей, при пуске двигателя в ход. Обозначим (фиг. 198): $e_1$, $e_2$, $e_3$, $e_4$, $e_5$, $e_6$ — мгновенные значения э. д. с., индуктированных вращающимся потоком в фазах *1*, *2*, *3*, *4*, *5*, *6*;

$E$ — максимальное значение э. д. с., индуктированных в фазах *1*, *2*, *3*, *4*, *5*, *6*;

$i_1$, $i_2$, $i_3$ — мгновенные значения токов, текущих в цепях *I*, *II* и *III*;

*I* — максимальное значение токов, текущих в цепях *I*, *II* и *III*;

*r* — омическое сопротивление каждой из фаз *1*, *2*, *3*, *4*, *5*, *6*;

*L* — коэфициент самоиндукции каждой из фаз *1*, *2*, *3*, *4*, *5*, *6* (вызванный потоками рассеяния в пазах и торцевых частях обмоток ротора);

*M* — коэфициент взаимоиндукции между теми фазами, провода которых лежат в общих пазах *1—4*, *2—5*, *3—6*.

В каждой из замкнутых цепей *I—II—III* действует результирующая э. д. с., равная геометрической разности э. д. с., индуктированных в соответственных фазах, образующих замкнутую цепь.

Можно показать путем геометрического построения, что эффективное значение этой результирующей э. д. с. для каждой цепи (согласно фиг. 198) равно эффективному значению э. д. с., индуктированной в одной фазе.

Эти результирующие э. д. с. вызывают токи в замкнутых цепях *I — II — III*, мгновенное значение которых в какой-нибудь момент времени равно:

$$i_1 = I \sin(\omega t - \varphi); \qquad (179,\ 1)$$

$$i_2 = I \sin(\omega t - \varphi - 120°); \qquad (179,\ 2)$$

$$i_3 = I \sin(\omega t - \varphi - 240°); \qquad (179,\ 3)$$

в этих уравнениях $\varphi$ — угол сдвига фаз между токами и соответственными результирующими э. д. с., их вызывающими.

Найдем мгновенное значение результирующей э. д. с. в цепи *I*:

$$e_1 - e_2 = E \sin \omega t.$$

Для замкнутой цепи *I* можем написать

$$E \sin \omega t - 2L \frac{di_1}{dt} - M \frac{di_2}{dt} - M \frac{di_3}{dt} - 2i_1 r = 0.$$

Подставляя в это уравнение производные, найденные из уравнений (179, 1), (179, 2), (179, 3):

$$\frac{di_1}{dt} = \omega I \cos(\omega t - \varphi);$$

$$\frac{di_2}{dt} = \omega I \cos(\omega t - \varphi - 120°);$$

$$\frac{di_3}{dt} = \omega I \cos(\omega t - \varphi - 240°),$$

получим

$$E \sin \omega t - 2\omega L I \cos(\omega t - \varphi) - \omega M I \cos(\omega t - \varphi - 120°) -$$
$$- \omega M I \cos(\omega t - \varphi - 240°)\ 2rI \sin(\omega t - \varphi) = 0.$$

После нескольких упрощений найдем

$$E \sin \omega t - 2\omega L I \cos(\omega t - \varphi) +$$
$$+ \omega M I \cos(\omega t - \varphi) - 2rI \sin(\omega t - \varphi) = 0. \qquad (179,\ 4)$$

Полученное нами уравнение (4) должно удовлетворяться при любых значениях $\omega t$; поэтому подставим в это уравнение сначала $\omega t = 0$, а затем $\omega t = 90°$.

Подстановка $\omega t = 0$ дает

$$0 - 2\omega LI \cos(-\varphi) + \omega MI \cos(-\varphi) - 2rI \sin(-\varphi) = 0,$$

или

$$-2\omega L \cos\varphi + \omega M \cos\varphi + 2r \sin\varphi = 0,$$

откуда:

$$\operatorname{tg}\varphi = \frac{\omega(2L - M)}{2r}. \tag{179,5}$$

Подставляя в (4) $\omega t = 90°$, получим

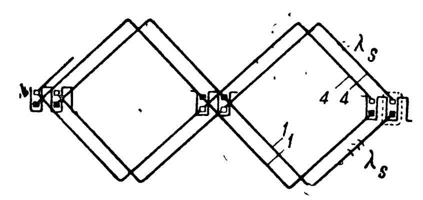
$$E - 2\omega LI \cos(90° - \varphi) + \omega MI \cos(90° - \varphi) - 2rI \sin(90° - \varphi) = 0,$$

откуда

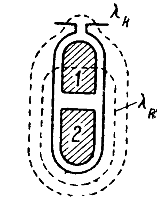
$$I = \frac{E}{\sqrt{\omega^2 (2L - M)^2 + 4r^2}}. \tag{179,6}$$

**§ 180. Величина коэфициента взаимоиндукции.** Найдем величину коэфициента взаимоиндукции $M$, входящего в уравнения (5) и (6).

Предположим, как это бывает чаще всего, что провода фаз *1* и *4*, *2* и *5*, *3* и *6* соответственно лежат в общих пазах (фиг. 198). На фиг. 201 для пояснения представлены части фаз *1* и *4* обмотки; как видно из этой фигуры, соответственные провода этих фаз лежат в общих пазах один над другим.




Фиг. 201. Части фаз *1* и *4*, соединенные по схеме фиг. 198.




Фиг. 202. Провода фаз *1* и *2*, лежащие в одном пазу.

Не делая большой ошибки, можно приближенно предположить, что почти весь поток канала $\lambda_n + \lambda_k$ (фиг. 202), создаваемый каждым из проводов, лежащих в нижней части паза, охватывает почти весь верхний проводник, и наоборот.

Если бы соответственные торцевые соединения фаз *1* и *4* шли параллельно, то можно было бы предположить, что эти соединения также взаимно охватываются силовыми линиями торцевого потока рассеяния $\lambda_s$; на самом деле, как видно из фиг. 201 торцевые проводники соответственных фаз *1* и *4* направлены в разные стороны; поэтому приближенно можно принять

$$M = \frac{\lambda_n + \lambda_k}{\lambda_n + \lambda_k + \lambda_s} L = kL. \tag{180,1}$$

В этом выражении $\lambda_n$, $\lambda_k$ и $\lambda_s$ обозначают магнитные проводимости потоков рассеяния на 1 cm длины ротора: паза ($\lambda_n$), между головками зубцов ($\lambda_k$) и торцевого ($\lambda_s$) [1].

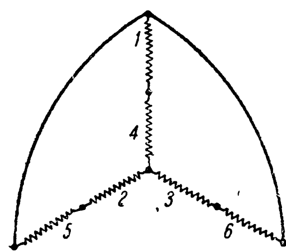
[1] О расчете этих величин см. главу XXXV.

Полученное выше приближенное выражение показывает, что величина $M$ зависит от относительной величины $\lambda_n$, $\lambda_k$ и $\lambda_s$; она может быть найдена для каждого частного случая, когда известны размеры паза и осевая длина ротора. Коэфициент $k$, входящий в уравнение (180,1), колеблется в среднем в пределах

$$k = 0{,}7 - 0{,}8.$$

**§ 181. Коэфициент самоиндукции одной фазы ротора при его рабочем соединении.** Замыкая на короткое ножи $K-K$ (фиг. 198), мы переводим обмотку ротора в рабочее соединение; в этом случае это соединение в магнитном отношении вполне эквивалентно соединению, изображенному на фиг. 203. В этой схеме каждая фаза состоит из двух обмоток, соединенных между собой последовательно (*1 — 4*, *3 — 6* и *2 — 5*).

Обозначив, как и раньше, коэфициент самоиндукции каждой из этих половин фаз (*1*, *2*, *3*, *4*, *5*, *6*) через $L$ и коэфициент взаимоиндукции через $M$, найдем для каждой фазы



Фиг. 203. Рабочее соединение ротора.

$$L_2 = 2L + 2M;$$

подставляя сюда приблизительную величину $M$ из выражения (180,1), получим

$$L_2 = 2L + 2kL = 2\,(1 + k)\,L. \qquad (181,1)$$

Если бы имело место $k = 1$, т. е. $M = L$, то мы бы получили

$$L_2 = 4L,$$

т. е. мы бы пришли к общеизвестному результату, что коэфициент самоиндукции в том случае, когда все витки обмотки одинаково охватываются силовыми линиями, изменяется прямо пропорционально квадрату числа витков.

Приведенный здесь подсчет коэфициентов $L$, $L_2$ и $M$, как было упомянуто выше, носит приближенный характер; эти величины могут быть точно вычислены, определяя для каждого случая общее число силовых магнитных сцеплений и применяя известные в литературе опыты подсчета коэфициентов самоиндукции и взаимоиндукции [1].

**§ 182. Сдвиг фаз в роторе.** Для соединения Гергеса по фиг. 198, подставляя в уравнение (179,5) значение $M = kL$, найдем

$$\operatorname{tg}\varphi = \frac{\omega\,(2L - M)}{2r} = \frac{\omega\,(2L - kL)}{2r} = \left(1 - \frac{k}{2}\right)\frac{\omega L}{r}. \qquad (182,1)$$

Для рабочего соединения обмотки ротора согласно фиг. 203 найдем

$$\operatorname{tg}\varphi_2 = \frac{\omega L_2}{2r} = \frac{2\,(1 + k)\,\omega L}{2r} = (1 + k)\,\frac{\omega L}{r}. \qquad (182,2)$$

---

[1] Arnold, Wechselstromtechnik, V. 1.

Деля уравнения (182,1) и (182,2) друг на друга, получаем

$$\frac{\operatorname{tg} \varphi_2}{\operatorname{tg} \varphi} = \frac{1 + k}{1 - \frac{k}{2}}. \tag{182,3}$$

Это отношение показывает, что сдвиг фаз $\varphi$ в обмотке ротора при соединении Гергеса получается меньше, чем сдвиг фаз $\varphi_2$ при рабочей схеме. Это объясняется влиянием взаимной индукции между соответственными фазами, провода которых лежат в общих пазах (т. е. между фазами *1* и *4*, *2* и *5*, *3* и *6*, фиг. 198). Если бы провода вышеупомянутых фаз не находились в общих пазах, то в выражении (182,3) можно было бы предположить $k = 0$, и мы бы получили

$$\varphi = \varphi_2,$$

т. е. сдвиг фаз при рабочей схеме и пусковой схеме Гергеса получился бы одинаковым. В большинстве случаев, однако, приходится иметь дело с обмотками, подобными изображенным схематически на фиг. 201, для которых $k \neq 0$.

## *ГЛАВА XIX*

## ДРУГИЕ МЕТОДЫ ПРОТИВОСОЕДИНЕНИЯ. КОРОТКОЗАМКНУТЫЙ ДВИГАТЕЛЬ КАК НАИБОЛЕЕ РАСПРОСТРАНЕННЫЙ ТИП

**§ 183. Описание схемы противосоединения, предложенной автором.** Наиболее распространенный на практике метод пуска в ход асинхронных двигателей — реостатный — наряду со своими многими положительными качествами (плавный пуск в ход, высокий начальный момент) обладает, однако, тем недостатком, что удорожает конструкцию двигателя: требует наличия в двигателе контактных колец со щетками, приспособления для подъема щеток и, кроме того, наличия пускового реостата, стоимость которого для двигателей малой и средней мощности часто составляет 20—30% от стоимости всего двигателя.

В разное время был разработан целый ряд методов безреостатного пуска в ход асинхронных двигателей, предложенных Бушеро и Гергесом.

Из всех методов весьма простым и надежным является метод противосоединения Гергеса; этим объясняется его большое распространение на практике по сравнению с другими.

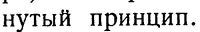
По сравнению с этим методом противосоединения Гергеса реостатный метод пуска в ход, однако, обладает большими преимуществами, так как при нем в момент пуска в ход ток в роторе может быть ограничен до любой величины и угол сдвига фаз между роторным током и э. д. с. может быть также сделан небольшим, благодаря чему получаются благоприятные условия для создания высокого начального момента вращения.

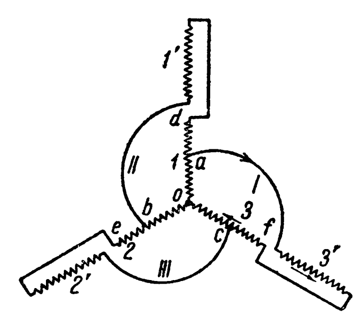
Автор настоящей книги разработал такую схему соединения обмотки ротора, которая в известной мере соединяет в себе достоинства обоих методов пуска в ход — метода противосоединения и реостатного. При

новой схеме может быть получен высокий начальный момент при небольшом пусковом токе.

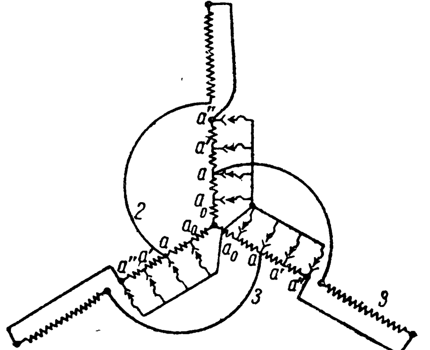
Автор нашел, что некоторые части самой обмотки ротора могут быть использованы в качестве пускового реостата.

Для этой цели необходимо соединить эти части обмотки ротора друг против друга таким образом, чтобы в магнитном отношении они компенсировали друг друга; приключив полученное таким образом почти чистое омическое сопротивление к оставшимся частям фаз обмотки ротора, мы добьемся двух результатов: пусковой ток ротора понизится и его $\cos\varphi$ повысится, что в свою очередь создаст благоприятные условия для образования высокого начального момента вращения. На фиг. 204 показана в виде примера схема трехфазной обмотки ротора, где применен вышеупомянутый принцип.






Фиг. 204. Метод противосоединения (автора) — первый вариант.




Фиг. 205. Рабочее соединение обмотки ротора.

Как видно из этой фигуры, при таком соединении обмотка каждой из трех фаз ротора разделена на две равных части:

| | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|
| первая | фаза | состоит | из | обмоток | *1* и *1'*, |
| вторая | „ | „ | „ | „ | *2* и *2'*, |
| третья | „ | „ | „ | „ | *3* и *3'*. |

Для получения высокого начального момента, как будет выяснено ниже, необходимо, чтобы соответственные провода половин обмоток одной и той же фазы были расположены в общих пазах.

Из фиг. 204 видно, что половины фаз *1*, *2* и *3* соединены между собой в звезду, остальные же части фаз *1'*, *2'* и *3'* соединены с серединами обмоток *1*, *2* и *3* в точках *a* — *b* — *c* так, что образуются следующие три замкнутые цепи:

*oa* — *3'* — *3* . . . . . . . . . (цепь *I*)
*ob* — *1'* — *1* . . . . . . . . . (цепь *II*)
*oc* — *2'* — *2* . . . . . . . . . (цепь *III*)

В каждой из этих трех замкнутых цепей действует э. д. с., индуктированная в $^1/_4$ части всей фазы. Так, например, в цепи *oa* — *3'* — *3* действует э. д. с., индуктированная в части обмотки *oa*, в то время как э. д. с. обмоток *3* и *3'* взаимно уничтожаются; ток *i*, вызванный

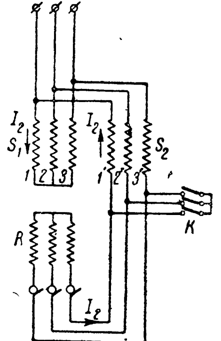
э. д. с. обмотки $oa$, обтекает обмотки $3'$ и $3$ в обратном направлении, благодаря чему магнитные поля обмоток $3$ и $3'$ являются почти целиком укомпенсированными (при условии, что провода обмоток $3$ и $3'$ лежат в общих пазах); эти обмотки поэтому для тока $i$ представляют собой почти чистое омическое сопротивление и являются, таким образом, как бы пусковым реостатом для обмотки $oa$, вследствие этого сдвиг фаз между током $i$ и э. д. с., индуктированной в обмотке $oa$, уменьшается, и начальный момент вращения двигателя возрастает.

Все сказанное относительно цепи $I$ одинаково приложимо к остальным цепям $II$ и $III$.

Как будет показано ниже при соединении обмотки ротора согласно фиг. 204 пусковой ток двигателя в статоре будет составлять приблизительно $^1/_4$ величины от тока короткого замыкания при рабочем соединении ротора.

Желая получить еще меньшую величину пускового тока, необходимо точки $a — b — c$ переместить ближе к точке $o$; наоборот, постепенно удаляя точки присоединения $a — b — c$ от точки $o$, мы будем получать все бо́льшую величину пускового тока.

**§ 184. Переключение обмотки ротора в рабочее положение.** Перевод обмотки ротора, соединенной по схеме фиг. 204 в рабочее соединение, после того как скорость двигателя возрастает в достаточной мере, может быть осуществлен путем постепенного замыкания на короткое отдельных частей обмотки.




Фиг. 206. Схема безреостатного пуска в ход асинхронного двигателя по схеме проф. Б. П. Апарова.

Так, замыкая (фиг. 205) на короткое по мере увеличения скорости двигателя сначала точки $a_0 — a_0 — a_0$, затем $a — a — a$, $a' — a' — a'$ и, наконец, $a'' — a'' — a''$, мы тем самым постепенно замыкаем на короткое отдельные части обмоток $1 — 2 — 3$, благодаря чему обмоточные части, соединенные друг против друга ($1 — 1'$, $2 — 2'$ и $3 — 3'$), перестают в магнитном отношении компенсировать друг друга, в результате чего относительная величина омического сопротивления ротора постепенно понижается.

В малых двигателях, где толчки тока менее заметны, можно в известных случаях ограничиться коротким замыканием одних только точек $a'' — a'' — a''$.

**§ 185. Пуск в ход по методу противосоединения обмоток статора (Б. П. Апарова).** Вместо противосоединения обмоток ротора проф. Б. П. Апаров предложил при пуске в ход соединить друг против друга обмотки статора.

Как показано на фиг. 206, в статоре двигателя имеются две трехфазные обмотки с совпадающими осями и с одинаковым числом полюсов $S_1$ и $S_2$.

При пуске в ход обмотка ротора $R$ через посредство контактных колец присоединяется к концам фаз $1' — 2' — 3'$ статорной обмотки $S_2$ таким образом, чтобы роторный ток $I_2$ обтекал соответственные фазы в обратных направлениях; благодаря этому магнитодвижущие

силы, создаваемые током $I_2$ в соответственных фазах обмоток $S_1$ и $S_2$, взаимно компенсируются, и обмотки $S_1$ и $S_2$ представляют собой для роторного тока почти чисто активное сопротивление, вследствие чего двигатель берет с места с большим крутящим моментом.

По достижении двигателем номинальной скорости при помощи рубильника $K$ концы фаз обмотки $S_2$ замыкаются на короткое, после чего двигатель переходит на нормальную работу.

В этом последнем случае обмотка ротора будет замкнута на короткое, а в статоре мы будем иметь две трехфазные обмотки $S_1$ и $S_2$, присоединенные к сети параллельно.

**§ 186. Коэфициент эффективности пуска.** Назовем кратностью пускового тока отношение пускового тока $I_k$ к току при номинальном режиме $I_1$:

$$n = \frac{I_k}{I_1}.$$

Обозначим отношение пускового момента $M_k$ к моменту при номинальном режиме $M_1$ через:

$$m = \frac{M_k}{M_1}.$$

Отношение двух вышеназванных величин назовем коэфициентом эффективности пуска[1]

$$g = \frac{m}{n} = \frac{\left(\frac{M_k}{M_1}\right)}{\left(\frac{I_k}{I_1}\right)}.$$

Наибольшей величины коэфициент $g$ достигает в асинхронных двигателях с кольцами, позволяющими включать в роторную цепь активные сопротивления.

В таких машинах удается получить $g \approx 1$.

В двигателях с беличьим ротором коэфициент эффективности пуска $g$ имеет значения меньше единицы.

В двигателях с двойной беличьей клеткой коэфициент $g$ удается удерживать достаточно высоким:

$$g = 0{,}75 - 0{,}8.$$

При этом, однако, необходимо заметить, что улучшение пусковых свойств двигателей с короткозамкнутым ротором (с простой беличьей клеткой, с глубокими пазами или с двойной клеткой) влечет за собой понижение коэфициента мощности.

**§ 187. Сопоставление трех типов двигателей с короткозамкнутым ротором.** Сравним между собой три типа наиболее распространенных короткозамкнутых двигателей:

---

[1] По предложению инж. П. С. Сергеева — редактора книги М. Лифшица „Электрические машины“ — вместо немецкого термина „Güterverhältnis“.

1) нормальный короткозамкнутый ротор (беличий ротор обычной конструкции);

2) короткозамкнутый ротор с высокими узкими стержнями;

3) короткозамкнутый ротор с двойной клеткой.

Для сравнения возьмем двигатель $P = 15$ kW; $n_s = 1\,500$; $U = 220$ V (в фазе); $f = 50$ Hz [1].

На следующей таблице приведены характерные данные такого двигателя с ротором в трех модификациях:

ТАБЛИЦА 18

| | $\eta$ % | $\cos\varphi$ | $M_k$ kGm | $I_k$ A | $g$ |
|---|---|---|---|---|---|
| 1) Нормальный короткозамкнутый ротор . . . . . | 90,7 | 0,92 | 10,3 | 169 | 0,165 |
| 2) Короткозамкнутый ротор с высокими узкими стержнями . . . . . . . . | 89,7 | 0,86 | 14,5 | 117 | 0,365 |
| 3) Короткозамкнутый ротор с двойной клеткой . . . . | 89,6 | 0,85 | 22,4 | 117 | 0,573 |

($P = 15$ kW; $U = 220$ V; $n_s = 1\,500$).

На примере этой таблицы, сравнивая ее данные, можем заметить, что нормальный короткозамкнутый ротор дает лучший коэфициент мощности и лучший к. п. д., чем два других типа; однако пусковые характеристики в этом двигателе получаются хуже.

В двигателях с высоким стержнем и двойной клеткой в роторе пусковые качества значительно выше; как видно из примера в таблице, в этом отношении наилучшие результаты дает ротор с двойной клеткой.

Однако, как видно из таблицы, хорошие пусковые характеристики достигаются здесь за счет понижения коэфициента мощности.

**§ 188. Наиболее распространенный тип асинхронного двигателя с безреостатным пуском.** Из большого числа различных конструкций асинхронных двигателей, пускаемых в ход без реостата, широкое распространение нашли только те типы, которые отличаются большей простотой конструкции и надежностью в работе. К таковым относятся прежде всего нормальный короткозамкнутый ротор с беличьей клеткой (фиг. 49 и 50), ротор с двойной беличьей клеткой типа Бушеро (фиг. 182 и 183) и двигатель с „глубоким“ пазом (фиг. 187). Эти двигатели в последнее время получают все большее и большее распространение и вытесняют во многих случаях двигатели с фазным ротором и контактными кольцами.

[1] По Лившицу „Электрические машины“, т. III.

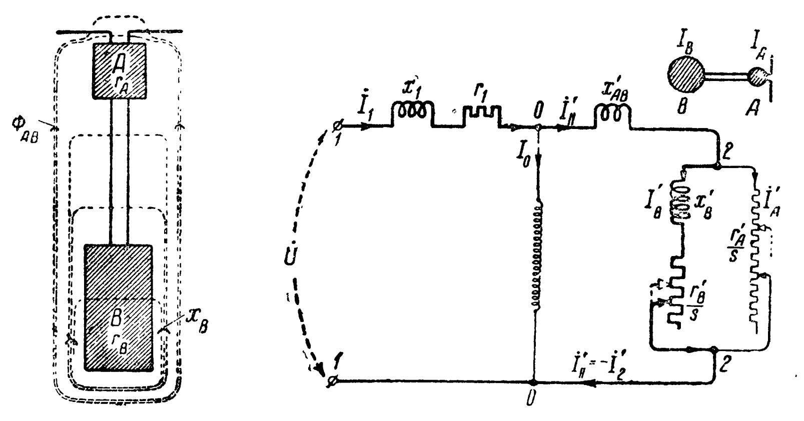
Различные модификации ротора Бушеро, которые были описаны выше, применяются несколько реже. В некоторых типах двигателей, приводящих во вращение врубовые машины (применяемые при разработке угольных шахт), применяются двигатели с пазами в роторе согласно фиг. 189, *А* и *В*. Некоторые заводы наряду с ротором Бушеро строят также роторы с глубоким пазом (фиг. 187).

Двигатели с противосоединением по Гергесу и его модификации в настоящее время применяются редко.

*ГЛАВА XX*

# КРАТКАЯ ТЕОРИЯ РОТОРА С ДВОЙНОЙ БЕЛИЧЬЕЙ КЛЕТКОЙ И С ГЛУБОКИМ ПАЗОМ

**§ 189. Схема замещения для двигателя с двойной клеткой.** Предположим, что число стержней пусковой и рабочей клеток одинаково и что стержни *А* и *В* находятся в пазах один над другим (согласно




Фиг. 207. Паз ротора Бушеро.

Фиг. 208. Схема замещения для двигателя с ротором Бушеро.

фиг. 207). Из этой фиг. видно, что ток $I_B$, текущий во внутреннем стержне, создает поток рассеяния $\Phi_B$. Назовем реактивное сопротивление, соответствующее этому потоку, через $x_B$. На этом чертеже показан еще другой поток рассеяния $\Phi_{AB}$. Этот поток охватывает оба стержня *А* и *В* в отличие от потока $\Phi_B$, который сцеплен только с одним стержнем *В*. Отсюда видно, что поток $\Phi_{AB}$ создается геометрической суммой токов $\dot I_A + \dot I_B$, текущих в стержнях обеих клеток.

Назовем реактивное сопротивление, соответствующее потоку $\Phi_{AB}$,[1] через $x_{AB}$.

---

[1] На фиг. 207 не показан поток рассеяния, силовые линии которого замыкаются поперек паза *А*. Величиной этого потока мы пренебрегаем вследствие его малости.

В дальнейшем для удобства геометрическую сумму токов пусковой и рабочей клеток будем называть суммарным током ротора,

$$\dot{I}_{II} = \dot{I}_A + \dot{I}_B.$$

Обозначим активные сопротивления пусковой и рабочей клеток соответственно через $r_A$ и $r_B$.

Теперь мы можем составить схему замещения для двигателя с двумя клетками (фиг. 208).

Эта схема замещения отличается от разобранных выше на фиг. 144 тем, что во вторичной цепи мы здесь имеем параллельное соединение активного сопротивления $\frac{r'_A}{s}$ пусковой клетки $A$ и полного или кажущегося сопротивления $\dot{x}'_B + \frac{\dot{r}_B}{s}$ рабочей клетки.

Сверху на схеме замещения показан паз ротора со стержнем $A$ (пусковая клетка) и стержнем $B$ (рабочая клетка).

Для наглядности этот паз на чертеже расположен таким образом, что соответственные ветви схемы зануления лежат против проводов $A$ пусковой клетки и проводов $B$ рабочей клетки.

На схеме замещения показаны приведенные к статорной (первичной) обмотке значения активных и реактивных сопротивлений ротора:

$$\frac{r'_A}{s}, \quad \frac{x'_B}{s}, \quad \frac{r'_B}{s}, \quad x'_{AB}.$$

**§ 190. Токи в двойной клетке.** Как видно из фиг. 208, в точке 2 происходит разветвление токов, причем ток $I'_A$, протекающий по сопротивлению $\frac{r'_A}{s}$, равен приведенному току наружной (пусковой) клетки, а ток $I'_B$ $\left(\text{обтекающий реактивное сопротивление } x'_B \text{ и активное } \frac{r'_B}{s}\right)$ равен приведенному току внутренней (рабочей) клетки.

При дальнейших выводах величин реактивного сопротивления $x'_{AB}$ мы пренебрежем ввиду его малости: $x'_{AB} \approx 0$.

Обозначим через $I'_{II} = -I'_2$ суммарный (расчетный) ток вторичной цепи, равный геометрической сумме токов пусковой и рабочей клеток:

$$\dot{I}'_{II} = \dot{I}'_A + \dot{I}'_B.$$

Для цепи разветвления $2-2$ на схеме замещения мы можем написать

$$\frac{\dot{I}'_A}{\dot{I}'_B} = \frac{Z'_B}{Z'_A}. \qquad (190{,}1)$$

Написанное выражение означает, что величины токов в параллельных цепях $2-2$ относятся друг к другу обратно пропорционально полным или кажущимся сопротивлениям цепей разветвления.

Кроме того, на основании схемы замещения мы можем написать

$$\frac{\dot{I}'_B}{\dot{I}'_{II}} = \frac{Z'_A}{Z'}. \qquad (190,2)$$

Из (190,1) и (190,2) находим

$$\dot{I}'_A = \frac{Z'_B}{Z'} \dot{I}'_{II}, \qquad (190,3)$$

$$\dot{I}'_B = \frac{Z'_A}{Z'} \dot{I}'_{II}. \qquad (190,4)$$

Подставляя в уравнение (190,3) и (190,4) выражения для кажущихся (полных) сопротивлений[1]

$Z'_A = r'_A + jsx'_A$ (пусковая клетка);

$Z'_B = r'_B + jsx'_B$ (рабочая клетка);

$Z' = r' + jsx'$ (кажущееся, результирующее сопротивление);

$r' = r'_A + r'_B$;

$x' = x'_A + x'_B$,

находим

$$\frac{\dot{I}'_A}{\dot{I}_B} = \frac{r'_B + jsx'_B}{r'_A + jsx'_A}; \qquad (190,5)$$

$$\dot{I}'_A = \frac{r'_B + jsx'_B}{r' + jsx'} \dot{I}'_{II}; \qquad (190,6)$$

$$\dot{I}'_B = \frac{r'_A + jsx'_A}{r' + jsx'} \dot{I}'_{II}. \qquad (190,7)$$

Полагая приближенно $x_A \approx 0$, что мы имеем право сделать ввиду малой величины реактивного сопротивления пусковой клетки, из уравнения (190,5) получаем

$$\frac{I'_A}{I'_B} = \frac{I_A}{I_B} \approx \frac{r_B + jsx_B}{r_A}. \qquad (190,8)$$

При $s \approx 0$ будет

$$\frac{I_A}{I_B} = \frac{r_B}{r_A}. \qquad (190,9)$$

Это отношение показывает, что при малых скольжениях ток в стержнях пусковой клетки $I_A$ так относится к току в стержнях рабочей клетки $I_B$, как активное сопротивление стержней рабочей клетки $r_B$ относится к активному сопротивлению стержней пусковой клетки $r_A$; таким образом мы видим, что величины этих токов устанавливаются обратно пропорционально сопротивлениям стержней обмоток.

**§ 191. Отношение токов $I_A/I_B$ в функции скольжения.** Уравнение (190,8) позволяет сделать еще другое важное заключение.

---

[1] В этих формулах $j = \sqrt{-1}$.

Так как в числитель этого уравнения входит величина скольжения $s$, то оказывается, что отношение токов, текущих в пусковой и рабочих клетках во все время разбега двигателя, пока длится процесс пуска в ход, меняется.

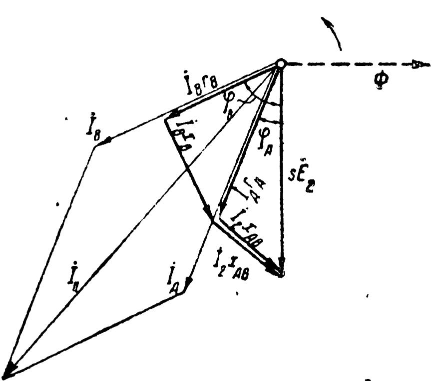
Максимального значения отношение токов $\frac{I_A}{I_B}$, как показывает уравнение (190,8), достигает при $s = 1$, т. е. при пуске в ход. Таким образом в первый момент пуска в ход нагружена главным образом пусковая клетка, которая в этот момент почти целиком принимает на себя образование крутящего момента.

(Это обстоятельство оправдывает название наружной беличьей клетки в качестве пусковой).

По мере раскручивания двигателя скольжение $s$ уменьшается, и числитель правой части выражения (190,8) делается все меньше и меньше; это значит, что отношение токов $\frac{I_A}{I_B}$ по мере раскручивания ротора уменьшается.

Таким образом по мере раскручивания двигателя нагрузку постепенно все больше и больше берет на себя рабочая обмотка ротора.

Схема замещения на фиг. 208 дает возможность ответа на вопрос о величине угла сдвига фаз между током пусковой клетки $I_A$ и током рабочей клетки $I_B$. При пуске в ход, когда ротор неподвижен, на схеме замещения ползушки реостатов должны быть передвинуты кверху, как показано пунктиром.




Фиг. 209. Диаграмма токов и напряжений в роторе Бушеро.

В этом случае мы будем иметь дело с параллельным соединением катушки самоиндукции $x'_B$ с активным сопротивлением $\frac{r'_A}{s}$. Поэтому токи $\dot{I}_B$ и $\dot{I}_A$ будут смещены друг относительно друга на угол, близкий к 90°.

При возрастании скорости вращения ротора по схеме замещения ползушки должны быть передвигаемы книзу все больше и больше; при этом вектор тока в нижней (рабочей) клетке $\dot{I}_B$ будет поворачиваться, приближаясь к вектору индуктированной вращающимся потоком э. д. с., и в результате угол сдвига фаз между токами $\dot{I}_A$ и $\dot{I}_B$ будет уменьшаться.

**§ 192. Векторная диаграмма э. д. с. и токов в роторе Бушеро.** На фиг. 209 дана векторная диаграмма э. д. с. и токов в роторе с двойной беличьей клеткой: э. д. с. $sE_2$, индуктированная в роторе вращающимся потоком Φ, отстает на 90° от вектора Φ; э. д. с. ротора $sE_2$ вызывает в пусковой клетке ток $I_A$ и в рабочей клетке ток $I_B$.

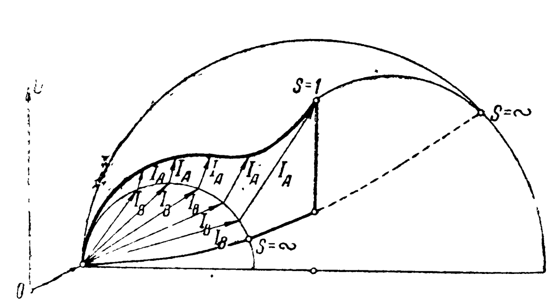
На векторной диаграмме ток $\dot{I}_A$ отстает по фазе от $SE_2$ на угол $\varphi_A$, а ток $\dot{I}_B$ отстает от $sE_2$ на больший угол $\varphi_B$.

Из фиг. 209 мы видим, что токи $\dot{I}_A$ и $\dot{I}_B$ геометрически складываются, в результате чего получается суммарный вторичный ток $\dot{I}_2$ [1]:

$$\dot{I}_2 = \dot{I}_A + \dot{I}_B.$$

В пусковой (наружной) клетке э. д. с. $s\dot{E}_2$ уравновешивает активное падение напряжения. $\dot{I}_A r_A$ (в фазе с током $\dot{I}_A$) и реактивное падение напряжения, вызванное суммарным током $I_2$ и равное по величине $\dot{I}_2 x_{AB}$ (в квадратуре с вектором $\dot{I}_2$). Таким образом мы имеем

$$s\dot{E}_2 = \dot{I}_2 x_{AB} + \dot{I}_A r_A.$$




Фиг. 210. Диаграмма токов в роторе Бушеро.

Фиг. 211. Схема замещения для ротора Бушеро.

В рабочей (внутренней) клетке э. д. с. $sE_2$ уравновешивает: 1) то же реактивное падение напряжения $\dot{I}_2 x_{AB}$ (обусловленное общим потоком рассеяния, сцепленным с пусковой и рабочей клетками); 2) реактивное падение напряжения $\dot{I}_B x_B$ (обусловленное потоком рассеяния, сцепленным только с рабочей клеткой); $\dot{I}_B x_B$ на диаграмме отложено под прямым углом к вектору $\dot{I}_B$ (т. е. в квадратуре с $\dot{I}_B$); 3) активное падение напряжения $\dot{I}_B r_B$ (в фазе с вектором $\dot{I}_B$).

Таким образом для рабочей обмотки мы имеем:

$$s\dot{E}_2 = \dot{I}_B r_B + \dot{I}_B x_B + \dot{I}_2 x_{AB}.$$

Примерный характер изменения токов двойного ротора $I_A$ и $I_B$ по величине и фазе по мере разбега двигателя дает фиг. 210.

Из этой фигуры видно, как изменяется, уменьшаясь, ток $I_A$ в пусковой клетке по мере увеличения скорости двигателя.

---

[1] Следует обратить внимание на то, что в роторе в действительности текут только токи $I_A$ и $I_B$, а ток $I_2$ представляет собой чисто расчетную величину.

**§ 193. Сопротивления клеток ротора Бушеро.** Для удобства вывода формул будем исходить из схемы замещения для роторной цепи на фиг. 211, которая может быть получена из схемы замещения фиг. 208 путем помножения значений активных и реактивных сопротивлений на $s$.

Желая получить решение задачи в общем виде, обозначим полные (кажущиеся) сопротивления параллельных ветвей между точками *2—2* схема через $Z_A$ и $Z_B$ [1].

Результирующее сопротивление цепи *2—2* будет

$$Z_2 = \frac{Z_A Z_B}{Z_A + Z_B}.$$

Подставляя в это выражение

$$Z_A = r_A,$$

$$Z_B = r_B + jsx_B,$$

найдем

$$Z_2 = \frac{r_A (r_B + jsx_B)}{(r_A + r_B) + jsx_B}.$$

Желая освободиться от мнимостей в знаменателе, помножим и числителя и знаменателя этого выражения на $(r_A + r_B) - jsx_B$, после чего получим

$$Z_2 = \frac{r_A (r_B + jsx_B) [(r_A + r_B) - jsx_B]}{(r_A + r_B)^2 + s^2 x_B^2}$$

или

$$Z_2 = \frac{r_A r_B (r_A + r_B) + s^2 x_B^2 r_A}{(r_A + r_B)^2 + s^2 x_B^2} + j \frac{s x_B r_A^2}{(r_A + r_B)^2 + s^2 x_B^2}.$$

Это комплексное выражение, состоящее из действительной и мнимой части, имеет вид

$$Z_2 = r_{2f} + jsx_{2f},$$

где

$$r_{2f} = \frac{r_B (r_A + r_B) + s^2 x_B^2}{(r_A + r_B)^2 + s^2 x_B^2} r_A, \qquad (193,1)$$

$$x_{2f} = \frac{r_A^2 x_B}{(r_A + r_B)^2 + s^2 x_B^2}. \qquad (193,2)$$

**§ 194. Зависимость активного и реактивного сопротивления ротора Бушеро от скольжения.** Полученные выше выражения указывают, что результирующее активное и реактивное сопротивления двойной беличьей клетки в значительной мере зависят от величины скольжения $s$.

Для получения представления о характере этой зависимости выясним, как изменяются величины $r_{2f}$ и $x_{2f}$ в функции скольжения $s$.

---

[1] В дальнейшем большими буквами будем обозначать кажущиеся сопротивления в комплексной форме.

Сначала предположим, что двигатель вращается со скоростью, близкой к синхронной, так что приближенно можно положить $s \approx 0$. Подставляя $s=0$ в выражения (193,1) и (193,2), найдем

$$r_2 = \left(\frac{r_A}{r_A + r_B}\right)^2 r_B, \tag{194,1}$$

$$x_2 = \left(\frac{r_A}{r_A + r_B}\right)^2 x_B. \tag{194,2}$$

Полученные выражения дают возможность подсчитать результирующее активное $r_2$ и реактивное $x_2$ сопротивления без учета влияния вытеснения тока (что справедливо при $s \approx 0$).

Обозначим отношение активного сопротивления ротора при скольжении $s$ к активному сопротивлению при $s=0$ через $K_r$.

Последнюю величину найдем путем деления выражения (193,1) на (194,1)

$$K_r = \frac{r_{2f}}{r_2} = 1 + \frac{s^2\left(\frac{r_B}{r_A}\right)\left(\frac{x_2}{r_2}\right)^2}{1 + s^2\left(\frac{r_B}{r_A}\right)^2\left(\frac{x_2}{r_2}\right)^2}. \tag{194,3}$$

Обозначим реактивное сопротивление ротора при скольжении $s$ через $s \cdot x_{2f}$ и отношение $\frac{x_{2f}}{x_2}$ — через $K_x$. Деля выражение (193,2) на (194,2), получим

$$K_x = \frac{x_{2f}}{x_2} = 1 - \frac{s^2 \cdot \left(\frac{r_B}{r_A}\right)^2\left(\frac{x_2}{r_2}\right)^2}{1 + s^2\left(\frac{r_B}{r_A}\right)^2\left(\frac{x_2}{r_2}\right)^2}. \tag{194,4}$$

Выражения (194,3) и (194,4) показывают, что с увеличением скольжения $s$ результирующее активное сопротивление ротора Бушеро возрастает, а результирующее реактивное сопротивление уменьшается.

Наиболее резко заметным делается влияние частоты на величину активного и реактивного сопротивления ротора при условии

$$\frac{r_B}{r_A} = \frac{r_2}{x_2}. \tag{194,5}$$

В этом случае формулы (194,3) и (194,4) получают очень простой вид:

$$K_r = 1 + \frac{s^2\left(\frac{x_2}{r_2}\right)}{1 + s^2}. \tag{194,6}$$

$$K_x = \frac{1}{1 + s^2}. \tag{194,7}$$

На основании формул (194,3) и (194,4) найдем

$$r_{2f} = K_r r_2, \quad (194,3')$$

$$x_{2f} = K_x x_2 \quad (194,4')$$

или на основании (194,6)—(194,7)

$$r_{2f} = r_2 + \frac{s^2}{1+s^2} x_2, \quad (194,8)$$

$$x_{2f} = \frac{x_2}{1+s^2}. \quad (194,9)$$

Формула (194,8) показывает, что результирующее активное сопротивление $r_{2f}$ ротора Бушеро может быть представлено как сумма двух величин: активного сопротивления $r_2$ (без учета влияния вытеснения тока) и некоторого добавочного активного сопротивления $\Delta r$, по числовой величине равного $\frac{s^2}{1+s^2} x_2$. Таким образом выражение (194,8) может быть переписано следующим образом:

$$r_{2f} = r_2 + \Delta r, \quad (194,8')$$

где

$$\Delta r = \frac{s^2}{1+s^2} x_2.$$

**§ 195. Режим малых скольжений.** Полученные выше выражения

$$r_{2f} = r_2 + \frac{s^2}{1+s^2} x_2, \quad (195,1)$$

$$x_{2f} = \frac{x_2}{1+s^2} \quad (194,8')$$

дают возможность ответить на вопрос, как будут изменяться величины $r_{2f}$ и $x_{2f}$ при малых скольжениях.

Как видно из этих выражений, когда $s \approx 0$, результирующее активное и реактивное сопротивления будут оставаться приблизительно постоянными: действительно, подставляя $s = 0$ в выражения (194,8) и (194,9), найдем

$$r_{2f} \approx r_2 = \text{const}; \quad x_{2f} \approx x_2 = \text{const}.$$

Вследствие этого конец вектора тока при малых $s$ будет перемещаться по окружности, как в обычном двигателе.

**§ 196. Режим больших скольжений.** При пуске в ход, когда $s = 1$, из уравнений (194,8) и (194,9) найдем

$$r_{2f} = r_2 + {}^1/_2 x_2, \quad (196,1)$$

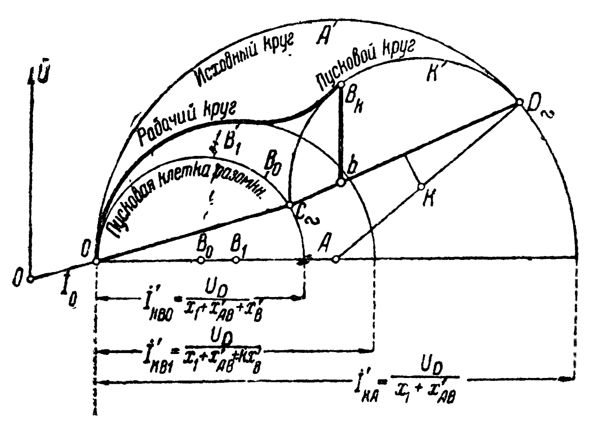
$$x_{2f} = \frac{x_2}{2}. \quad (196,2)$$

Полученное выражение показывает, что при условии соблюдения соотношения (194,5) при пуске в ход результирующее реактивное сопротивление ротора с двойной клеткой составляет только половину того реактивного сопротивления, которое мы бы имели, если бы отсутствовало явление вытеснения тока.

Из выражения же (196,1) видно, что *активное сопротивление при пуске в ход весьма значительно возрастает на добавочную величину, равную* по числовой величине, половине реактивного сопротивления: $\Delta r = {}^1/_2\ x_2$.

Отсюда явствует польза увеличения реактивного сопротивления $x_2$. Как показывает уравнение (194,2), последнее может быть достигнуто путем увеличения реактивного сопротивления рабочей клетки $x_B$.

При пуске в ход явления в роторе с двойной клеткой происходят таким образом, что уменьшение реактивного сопротивления по своей числовой величине в точности равно возрастанию активного сопротивления ротора, т. е. мы видим, что *половина реактивного сопротивления* $^1/_2\ x_2$ *при пуске в ход как бы превращается в активное сопротивление*[1]. Заметим еще раз, что формулы (194,8)—(196,2) справедливы только для того случая, когда




Фиг. 212. Диаграмма токов двигателя Бушеро.

$$\frac{r_B}{r_A} = \frac{r_2}{x_2}.$$

Слово „*превращается*“ в этой формулировке, конечно, нельзя понимать дословно, а следует трактовать таким образом, что та величина, на которую, уменьшаясь, изменяется реактивное сопротивление, в точности равняется той величине, на которую при пуске *возрастает* активное сопротивление двойной клетки.

Если желательно при пуске двигателя в ход получить значительное возрастание активного сопротивления, мы должны, как показывает уравнение (194,8), строить двигатель с большим реактивным сопротивлением рабочей клетки $x_B$ (а следовательно и $x_2$).

При этом, однако, не следует забывать, что, увеличивая $x_B$, мы тем самым понижаем коэфициент мощности двигателя. Таким образом здесь *улучшение пусковых качеств* двигателя окупается дорогой ценой: оно влечет за собой *ухудшение рабочих* свойств двигателя.

Складывая правую и левую части выражений (194,8) и (195,1), находим

$$r_{2f} + x_{2f} = r_2 + \frac{s^2}{1+s^2}\, x_2 + \frac{x_2}{1+s^2},$$

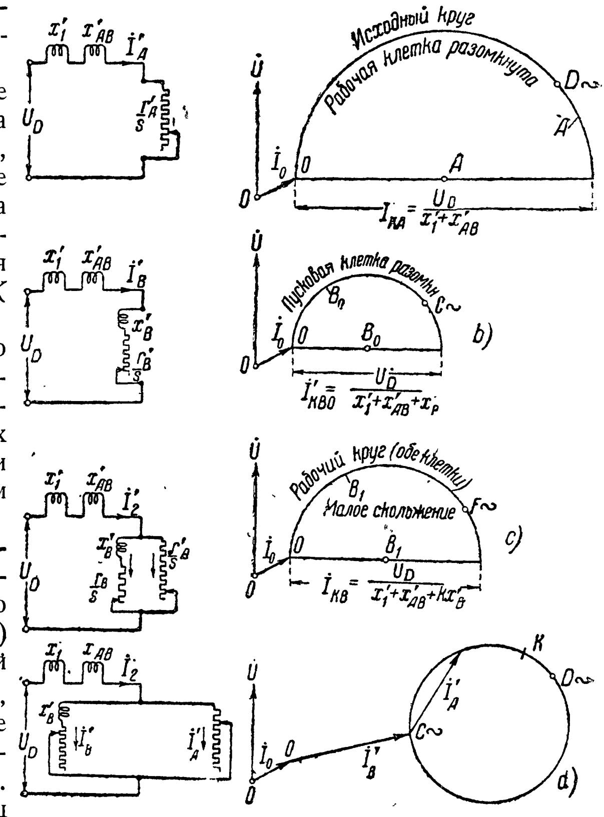
$$r_{2f} + x_{2f} = r_2 + x_2 = \text{const}.$$

Мы получили очень интересный результат; оказывается, что во время всего процесса пуска двигателя с двойным беличьим ротором алгебраи-

[1] См. статью Пунга в „Archiv für Elektrotechnik“, 1928 г., № 1.

ческая сумма результирующего активного и реактивного сопротивления остается все время постоянной.

**§ 197. Круги диаграммы тока двигателя с двойным беличьим ротором.** Конец вектора первичного тока в двигателе Бушеро при его разбеге перемещается по более сложной кривой, чем это имеет место в случае работы асинхронной машины с обычным ротором.




Фиг. 213. Схемы, поясняющие работу двигателя Бушеро.

Из фиг. 212, где представлена кривая тока для двигателя Бушеро, видно, что при разбеге двигателя концы вектора первичного тока последовательно перемещаются по двум окружностям $K$ и $B_1$.

Для того чтобы ясно представить себе те процессы, которые совершаются в обеих роторных клетках двигателя при его разбеге, рассмотрим фиг. 213.

Представим себе сначала, что в роторе двигателя осталась только одна наружная (пусковая) клетка $r'_A$, а рабочей (внутренней) клетки нет, как это показано на схеме замещения на верху чертежа слева (фиг. 213,*a*).

В этом случае конец вектора роторного тока $\dot{I}'_A$ будет перемещаться по окружности $A$, как показано на верху чертежа справа. Будем называть эту окружность к р у г о м  и с х о д н о г о  д в и г а т е л я [1]. Диаметр этого „исходного" круга будет в некотором масштабе равен „идеальному" роторному току короткого замыкания [2]:

$$\dot{I}'_{KA} = \frac{U_D}{x_1 + x'_{AB}}. \qquad (197,1)$$

[1] Диаметр круга $A$ будет соответствовать двигателю с такими же размерами и данными статора, как у двигателя Бушеро, но с обычным короткозамкнутым ротором (с одной клеткой), имеющей в своих пазах столько же меди, что и в роторе Бушеро.

[2] В двигателе протекает такой ток в том теоретическом случае, когда активное сопротивление статора и ротора равно нулю.

Теперь предположим, что в роторе нет наружной (пусковой) клетки и осталась только одна рабочая (внутренняя) клетка. В этом случае схема замещения будет иметь вид, показанный слева на среднем чертеже (фиг. 213,*b*).

Круговая диаграмма для этого случая представлена справа, конец вектора тока рабочей обмотки ротора (внутренней) будет при этом перемещаться на окружности $B_0$.

Диаметр этой окружности $B_0$ меньше, чем диаметр круга $A$, так как „идеальный“ ток короткого замыкания теперь равен

$$I'_{KB_0} = \frac{U_D}{x_1 + x'_{AB} + x'_B}. \qquad (197,2)$$

При нормальном режиме (при малых скольжениях) конец вектора первичного тока будет перемещаться по другой окружности $B_1$, диаметр которой определится из уравнения

$$\dot{I}'_{KB_1} = \frac{U_D}{x_1 + x'_{AB} + Kx'_B}. \qquad (197,3)$$

Схема замещения, которая будет при этом иметь место, показана на чертеже слева (фиг. 213,*c*). На этой схеме мы видим, что обе ветви, представляющие собой внутреннюю и наружную клетки, соединены параллельно.

Поэтому в знаменатель последнего выражения входит величина $Kx'_B$, где коэфициент $K$, меньший единицы, учитывает влияние параллельно включенной цепи с сопротивлением $r'_A$. Коэфициент $K$ по своей величине равен

$$K = \left(\frac{r_A}{r_A + r_B}\right)^2.$$

Приведенное здесь построение однако имеет приближенный характер.

Правильнее было бы подставить в знаменатель выражения (197,3) не $kx'_B$, а величину $x_{2f}$, которая меняется в функции $s$.

Поэтому кривая $B_1$ в действительности будет по своей форме отличаться от круга, хотя расхождение в большинстве случаев получается незначительным.

Если в роторе имеются обе обмотки: пусковая и рабочая, то при пуске двигателя в ход в первый момент, пока скольжение еще велико, конец вектора тока $I'_A$ пусковой клетки будет перемещаться по окружности $K$, сильно смещенной вправо от начала координат.

Как показано на фиг. 213,*d* внизу справа, пусковой круг $K$ смещен от начала координат $O$ вправо на величину тока $I'_B$ в рабочей клетке.

Поэтому при таких условиях ток в рабочей клетке $I'_B$ можно рассматривать как своего рода большой ток холостого хода.

Эту мысль иллюстрирует схема замещения, показанная внизу слева (фиг. 213,*d*), причем ветвь тока $I'_B$ здесь намеренно отнесена влево,

чтобы подчеркнуть роль этого тока, являющегося как бы током холостого хода по отношению к току $I'_A$.

В действительных условиях работы двигателя Бушеро мы получаем диаграмму токов, показанную на фиг. 212, где совмещены оба круга: пусковой $K$ и рабочий $B_1$.

При пуске в ход конец вектора первичного тока, пока двигатель неподвижен, находится в точке $B_K$ и затем по мере раскручивания двигателя этот конец вектора начинает перемещаться влево по кривой, показанной на фиг. 212 жирными линиями.

Таким образом при пуске в ход конец вектора тока перемещается по пусковому кругу $K$ и затем по мере увеличения скорости постепенно переходит на другой — рабочий круг $B_1$.

Как видно из фиг. 212, при этом получается седлообразная впадина, которая часто является характерной особенностью двигателей, работающих на принципе двойных клеток и вытеснения тока в роторе.

**§ 198. Полная диаграмма тока двигателя с двойным беличьим ротором.**[1] Порядок построения диаграммы может быть следующий (фиг. 212): Строим три круга: „исходный“ круг $A$ с диаметром $\dot{I}'_{KA}$, „рабочий круг“ $B_1$ с диаметром $\dot{I}'_{KB_1}$ и круг $B_0$ при разомкнутой пусковой клетке с диаметром $\dot{I}'_{KB_0}$.

Кроме того, еще строим пусковой круг $K$, проходящий через точки $C_\infty$ и $D_\infty$ с центром $K$, лежащим на прямой $AD_\infty$.

Центры этих кругов на фигуре отмечены соответственными буквами: $A$, $B_1$, $B_0$ и $K$.

На кругах $B_0$ и $K$ отмечаем те точки $D_\infty$ и $C_\infty$, в которых находился бы конец вектора тока при условии бесконечно большого скольжения $s=\infty$.

Прямые $OC_\infty$ и $C_\infty D_\infty$ будут представлять собой линии крутящих моментов двигателя.

Таким образом расстояния между точками диаграммы тока $B_1$ и прямыми $OC_\infty$ и $C_\infty D_\infty$ по вертикали будут в некотором масштабе представлять собой крутящие моменты двигателя.

На фиг. 212 показан пусковой момент двигателя $B_K b$.

---

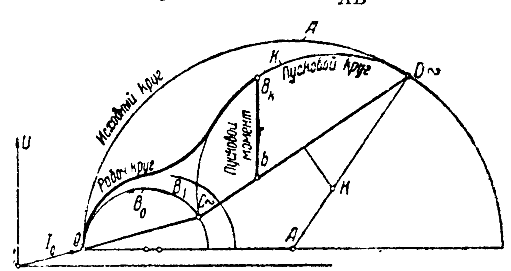
[1] Вопросы теории двигателей с двойным беличьим ротором весьма глубоко разработаны проф. М. П. Костенко в ряде его трудов. Желающим изучить вопросы теории двигателей Бушеро можно посоветовать следующие его работы: М. Костенко, Теория и расчет двигателей Бушеро, Сборник „Электромашиностроение“, 1930, стр. 26; М. Костенко, Круговая диаграмма и эквивалентная схема асинхронной машины, „Вестник электропромышленности“, 1930, № 4; „Elektrotechnik und Maschinenbau“, 1931, № 38.

Кроме того, можно указать еще следующие работы: Б. П. Апаров, Машины переменного тока, 1936, т. I; А. Москвитин, Расчет двигателя Бушеро, „Вестник электротехники“, 1930; А. Москвитин, Аналитический расчет мотора Бушеро, „Электричество“, 1931, стр. 257; Б. Кузнецов, Нагрев обмотки ротора двигателя Бушеро, „Вестник электропромышленности“, 1930, стр. 403; М. П. Костенко, Соответствующие разделы в „Справочной книге для электротехников“, т. VI.

Из фиг. 212 и 214 видно, что диаметр пускового круга $D_K$ приблизительно равен разности диаметров исходного круга $D_A$ и рабочего круга при разомкнутой пусковой клетке, т. е. мы имеем [1] $D_K = D_A - D_{BO} \equiv I'_{KA} - I'_{KBO}$.

Если желательно увеличить пусковой момент, следует добиться, как показывает фиг. 212, увеличения диаметра пускового круга $D_K$, что может быть достигнуто посредством увеличения $D_A$ или посредством уменьшения $D_{B_0}$. [1]

Таким образом двигатели с большим пусковым моментом должны отличаться малым реактивным сопротивлением статора $x_1$, малым реактивным сопротивлением $x_{AB}$ и большим реактивным сопротивлением рабочей клетки ротора $x_B$.



Фиг. 214. Диаграмма тока двигателя Бушеро.

На фиг. 214 показана диаграмма двигателя с большим начальным моментом.

Последнее достигнуто здесь путем увеличения диаметра $D_K$ пускового круга и путем уменьшения диаметра рабочего круга $D_{B_1}$.

Двигатели Бушеро могут быть построены на различные пусковые моменты на двойной и даже на тройной момент от номинального значения.

Достигается это, как было сказано, путем относительного набора величин $r_A$, $r_B$, $x_B$, $x_{AB}$ и $x_1$.

При этом изменение $x_B$ осуществляется путем различной глубины погружения проводов рабочей клетки.

Чем выше пусковые качества двигателя, т. е. чем выше пусковой момент, чем ниже кратность пускового тока, тем ниже вообще получается $\cos\varphi$.

Для двигателей Бушеро до 100 kW зависимость между кратностью пускового момента $\frac{M_к}{M_н}$ и кратностью пускового тока $\frac{I_к}{I_н}$ иллюстрируется табл. 19.

ТАБЛИЦА 19

| $\frac{M_к}{M_н}$ | 1,0 | 1,5 | 2,0 |
|---|---|---|---|
| $\frac{I_к}{I_н}$ | 3,2—3,5 | 3,5—3,8 | 4,5—5,0 |

[1] См. проф. М. Н. Костенко, СЭТ, т. VI, отд. 37.

Излагаемый здесь материал, касающийся диаграмм тока в двигателях Бушеро, изложен на основании работ проф. М. П. Костенко, опубликованных в СЭТ и журналах, приведенных в предыдущей сноске.

**§ 199. Сопоставление свойств двигателей Бушеро и с глубоким пазом.** Условия охлаждения стержней ротора двигателя с глубокими пазами вообще бывают лучше, чем в двигателе Бушеро.

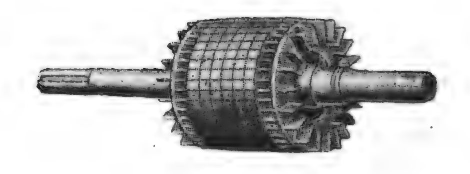
Однако в двигателях Бушеро с фигурным пазом, залитым алюминием, обмен тепла между обеими клетками получается также достаточно интенсивным, сближая с этой точки зрения этот двигатель с двигателем, имеющим глубокие пазы.

Пусковые и рабочие свойства двигателя Бушеро вообще получаются выше, чем для двигателя с „вытеснением тока" по принципу глубокого паза.

Двигатель Бушеро может быть спроектирован на различную желаемую кратность пускового момента и пускового тока путем соответственного подбора активных и реактивных сопротивлений пусковой и рабочей клеток.

В отличие от двигателя с глубоким пазом в двигателе Бушеро пусковой момент может быть поднят до 2—3-кратного.

В двигателе Бушеро может быть достигнут более высокий коэфициент мощности, чем в двигателе с глубоким пазом.



Фиг. 215. Ротор двигателя с „глубоким пазом" на 30 kW $n = 1\,500$ об/мин.

В современных двигателях Бушеро их коэфициент мощности лишь на 2—4% получается ниже, чем в нормальных короткозамкнутых двигателях, так что с этой точки зрения двигатель Бушеро получается равноценным с двигателями, имеющими контактные кольца.

**§ 200. Двигатель с глубоким пазом.** Двигатели этого типа имеют в короткозамкнутом роторе в отличие от двигателей обычных конструкций высокие и относительно узкие стержни. Высота стержней в среднем колеблется здесь в пределах 30—40 mm при толщине, равной всего 1,5—2,5 mm.

На фиг. 215 изображен стержень такого ротора с приваренным замыкающим кольцом.

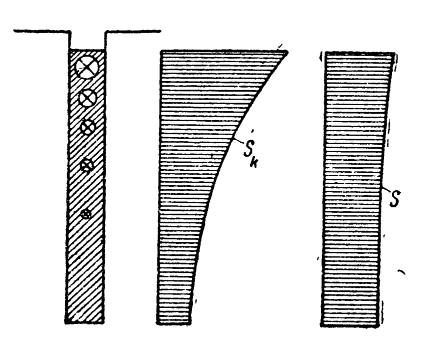
Благодаря действию потока рассеяния, замыкающегося поперек паза, распределение плотности тока в высоком стержне ротора получается неравномерным, причем большая плотность тока устанавливается в волокнах провода, расположенных ближе к воздушному зазору.

Наибольшая неравномерность распределения плотности тока получается в стержнях ротора при пуске в ход, когда частота тока в роторе наибольшая. Такое „вытеснение" тока к наружному краю стержня при пуске в ход влечет за собой *увеличение активного сопротивления* и соответственное *уменьшение реактивного сопротивления стержней ротора*.

Для пояснения сказанного на фиг. 216 приведен „высокий" стержень ротора с указанием примерного распределения плотности тока в стержне при пуске в ход (кривая $S_k$) и при нормальной работе (кривая $S$).

Как видно из фиг. 216 при пуске в ход ток как бы „вытесняется" к наружному краю стержня, благодаря чему активное сопротивление стержня увеличивается.

Явление такого „вытеснения" тока может быть для наглядности представлено таким образом, что рабочая часть сечения проводника при пуске в ход, когда частота тока в роторе велика, как бы перемещается кверху. Ясно, что такое „перемещение" провода к наружному краю паза должно повлечь за собой соответственное уменьшение реактивного сопротивления провода.




Фиг. 216. Распределение плотности тока в роторе с глубоким пазом.

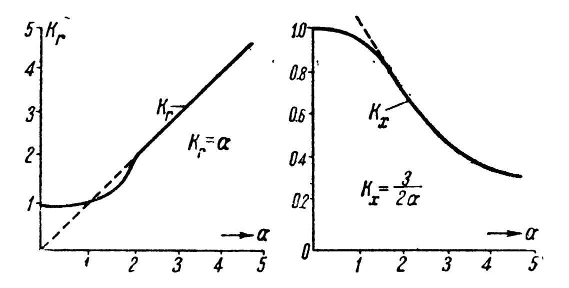
После того как процесс пуска в ход закончится, ротор достигнет нормальной скорости, частота токов в роторе будет небольшой, явления „вытеснения" почти исчезнут и плотность тока во всем стержне будет распределяться по высоте стержня ротора с глубоким пазом почти равномерно, как показано справа на фиг. 216 (кривая $S$).

Активное сопротивление $r_s$ одного стержня ротора с глубоким пазом можно представить как сумму

$$r_s = r_b + k_r r_n,$$

где $r_b$ — активное сопротивление части провода, расположенной вне железа паза (в воздухе), $r_n$ — сопротивление части провода в пазу и $k_r$ — коэфициент, больший единицы, учитывающий увеличение активного сопротивления вследствие „вытеснения". Аналогично можно написать для реактивного сопротивления $x_s$ стержня

$$x_s = x_b + k_x x_n,$$




Фиг. 217. Кривые изменения коэфициентов $K_r$ и $K_x$ в функции глубины паза.

где $x_n$ — реактивное сопротивление части провода, лежащей в пазу, $x_b$ — реактивное сопротивление части провода вне железа паза (в воздухе) и $k_x$ — коэфициент, меньший единицы, учитывающий уменьшение реактивного сопротивления под влиянием вытеснения тока.

Теория этого вопроса[1] приводит к следующей зависимости, даю-

[1] Дана в работах Фильда, Эмде, Роговского и К. В. Вагнера.

щей возможность определения коэфициентов $k_r$ и $k_x$ в функции скольжения

$$k_r = a\frac{\sin h\,2a + \sin 2a}{\cos h\,2a - \cos 2a}; \qquad (200,1)$$

$$k_x = \frac{3}{2a}\cdot\frac{\sin h\,2a - \sin 2a}{\cos h\,2a - \cos 2a}. \qquad (200,2)$$

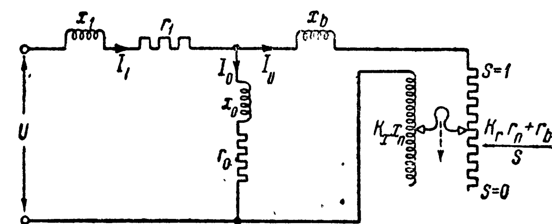
Входящая в эти формулы величина $a$ при частоте $f = 50$ герц и проводах в пазах из красной меди является следующей функцией скольжения $S$ и высоты $h$ стержня

$$a = h\sqrt{S}.$$

Заметим, что при вышеуказанных условиях ($f = 50$ герц и при $a \gg 2$), вместо сложной зависимости (200,1) и (202,2) получается более простая

$$k_r = a; \qquad (200,3)$$

$$k_x = \frac{3}{2a}. \qquad (200,4)$$




Фиг. 218. Схема замещения для двигателя с глубоким пазом.

При малых скольжениях можно положить

$$k_r \approx k_x \approx 1,0.$$

На фиг. 217 построены в виде кривых зависимости $k_r$ и $k_x$ в функции $a$. Из этих фигур видно, что при возрастании $a$ (или скольжении $S$) $k_r$ растет, а $k_x$ уменьшается.

На фиг. 218 показана схема замещения для асинхронной машины с высокими стержнями в роторе.

Эта схема замещения отличается от таковой для обыкновенного двигателя тем, что при высоком стержне в роторе переменной величиной является не только активное сопротивление ротора, но также и реактивное сопротивление $k_x x_n$.

На схеме замещения пуск и разгон двигателя может быть представлен таким образом, что ползушки реактивного и активного сопротивлений будут постепенно перемещаться книзу. При этом будет происходить постепенное увеличение реактивного сопротивления и активного сопротивления стержней ротора.

При пуске в ход ($S = 1$) получим

$$k_x x_n = x_n - (1 - k_x)\,x_n = x_n - \Delta x_n;$$

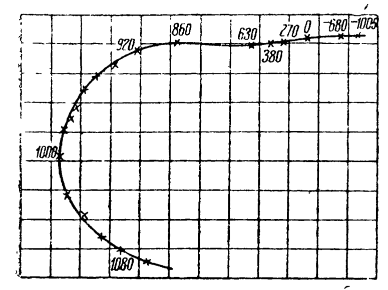
$$k_r r_n = r_n + (k_r - 1)\,r_n = r_n + \Delta r_n.$$

При малых скольжениях, когда процесс пуска в ход закончится, мы получаем $k_r \approx 1$ и $k_x \approx 1$ и, следовательно,

$$\Delta x_n \approx 0;$$

$$\Delta r_n \approx 0.$$

В момент же пуска в ход величины $\Delta x_n$ и $\Delta r_n$ достигают своего наибольшего значения. В среднем можно получить в двигателе с глубоким пазом




Фиг. 219. Диаграмма тока двигателя с глубоким пазом на 12 kW $n = 1\,000$ об/мин.

$$\Delta r_n = 3r_n \text{ или } 4r_n;$$

$$\Delta x_n = 0{,}5x_n \text{ или } 0{,}6x_n.$$

Так как согласно предыдущему

$$k_r = a = h\sqrt{s},$$

то для получения значительного „вытеснения" тока в стержнях ротора следует применять стержни относительно большой высоты, порядка $h = 3$—$4$ cm.

В этом изменении $r_n$ и $x_n$ заключается коренное отличие двигателя с высоким стержнем от обычного двигателя, в котором $r_n$ и $x_n$ остаются практически неизменными при разных частотах тока.

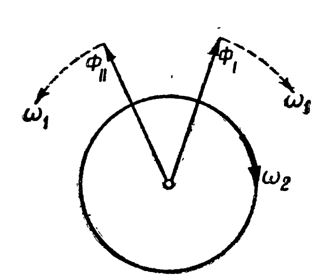
Вследствие переменности величин активных и реактивных сопротивлений обмотки ротора конец вектора тока двигателя с глубоким пазом при изменении нагрузки перемещается не по окружности как для обычного двигателя, а по кривой более сложной формы, как показано на фиг. 219.

## *ГЛАВА XXI*

# ОДНОФАЗНЫЕ АСИНХРОННЫЕ ДВИГАТЕЛИ. ТЕОРИЯ ВРАЩАЮЩИХСЯ В ПРОТИВОПОЛОЖНЫЕ СТОРОНЫ ПОЛЕЙ

**§ 201. Общие свойства.** Однофазные асинхронные двигатели имеют однофазную первичную цепь — статор и многофазную вторичную цепь — ротор (фиг. 220). Однофазный асинхронный двигатель можно также получить из трехфазного, если разомкнуть один из проводов, соединяющих обмотку статора двигателя с сетью. Одной из особенностей однофазных асинхронных двигателей является отсутствие начального момента вращения, благодаря чему эти двигатели при обычной схеме соединения н е  м о г у т  в з я т ь  с  м е с т а.

Фиг. 220. Однофазный двигатель.




Фиг. 221. Разложение пульсирующего потока на два вращающиеся в разные стороны потока.

Однофазные асинхронные двигатели начинают развивать момент вращения только после того, как ротор этих двигателей, будучи предварительно развернут, получит скорость, близкую к синхронной.

Для объяснения тех явлений, которые происходят в однофазном асинхронном двигателе, были предложены две теории, это:

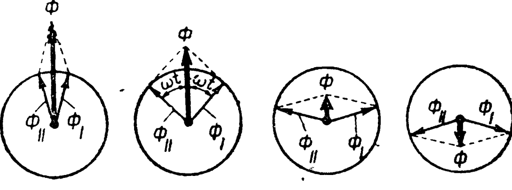
1) теория двух вращающихся в противоположные стороны магнитных токов;

2) теория „поперечного“ тока.

Первая теория была предложена и разработана, главным образом, Арнольдом (Arnold)[1]; вторая теория в свое время была развита Потье и Гергесом (Potier u. Görges)[2].

**§ 202. „Прямое поле“ и „инверсное“ поле.** Однофазная статорная обмотка асинхронного двигателя, пока его ротор неподвижен, не может образовать вращающегося магнитного потока и создает пульсирующее поле с диапазоном колебаний от $+\Phi$ до $-\Phi$. Понимание тех явлений, которые происходят в однофазном асинхронном двигателе, в значительной мере может быть облегчено, если применить следующий искусственный метод изучения работы такого двигателя: разложим пульсирующий поток $\Phi$, создаваемый однофазной обмоткой статора на два вращающихся в противоположные стороны потока половинной амплитуды:

$$\Phi_I = \Phi_{II} = \frac{\Phi}{2}.$$




Фиг. 222.

Таким образом будем иметь (фиг. 221, 222).

1) магнитный поток $\Phi_I$, вращающийся в ту же сторону, что и ротор (этот поток для краткости в дальнейшем будем называть „прямым“);

2) магнитный поток $\Phi_{II}$, вращающийся в сторону, противоположную вращению ротора (этот поток будем называть „обратным“ или „инверсным“).

Как будет показано ниже, „инверсное“ поле $\Phi_{II}$ наблюдается только при неподвижном или медленно вращающемся двигателе.

При вращении двигателя со скоростью, близкой к синхронной, это „инверсное“ поле $\Phi_{II}$ уменьшается почти до нуля, и остается одно „прямое“ поле $\Phi_I$, вращающееся в ту же сторону, что и ротор.

**§ 203. Крутящий момент однофазного двигателя.** Если ротор однофазного асинхронного двигателя неподвижен, то „прямое“ и „инверсное“ поля, взаимодействуя с токами ротора, развивают равные и противоположные моменты вращения, которые взаимно уничтожаются.

Таким образом мы видим, что начальный момент вращения однофазного асинхронного двигателя равен нулю.

Предположим, что ротор нашего однофазного двигателя посторонним усилием приведен во вращение, например, в сторону вращения стрелки часов (фиг. 221) и вращается со скоростью, немного меньшей синхронной, например, с угловой скоростью:

$$\omega_2 = \omega_1 - s \cdot \omega_1 = \omega_1 (1 - s),$$

---

[1] „Zeitschr. f. El.“, Wien, 1894.

[2] „ETZ“, 1895, 1903.

где $\omega_1 = 2\pi f_1$ — угловая скорость переменного тока, подводимого к статору.

При этом магнитное поле, вращающееся в ту же сторону, что и ротор (т. е. „прямое" поле $\Phi_I$), вызовет в роторе э. д. с. $E_2$, которая в свою очередь послужит причиной появления токов $I_2$, частота которых будет соответствовать скольжению ротора относительно поля $\Phi_I$ и будет, следовательно, равна $s \cdot f_1$. Этот ток $I_2$, взаимодействуя с „прямым" потоком $\Phi_1$, создаст момент вращения

$$M_I = c \cdot \Phi_I \cdot I_2 \cdot \cos \varphi_2, \quad (203,1)$$

где $\varphi_2$ — угол сдвига фаз между током $I_2$ и э. д. с. $E_2$, вызывающей этот ток.

Другое поле — „инверсное" — $\Phi_{II}$ вызовет в роторе токи $I_3$ с частотою $f_3 = (2 - s) f_1$[1].

Взаимодействие токов $I_3$ с „инверсным" полем $\Phi_{II}$ послужит причиной появления момента вращения $M_{II}$, величина которого будет

$$M_{II} = c \cdot \Phi_{II} \cdot I_3 \cdot \cos \varphi_3, \quad (203,2)$$

где $\varphi_3$ — угол сдвига фаз между током $I_3$ и э. д. с., его вызывающей.

Результирующий момент двигателя будет равен разности

$$M = M_I - M_{II}.$$

При неподвижном роторе будет $M_I = M_{II}$; поэтому результирующий момент при этих условиях будет равен нулю.

При вращающемся роторе моменты $M_I$ и $M_{II}$ не равны друг другу и, следовательно, не компенсируют друг друга; причина этого заключается в следующем:

„Инверсное" поле $\Phi_{II}$ наводит токи в роторе значительно большей частоты, чем „прямое" поле $\Phi_I$.

Например, если скольжение будет равно $s = 0{,}02$ (т. е. 2%), то число периодов тока $I_3$, наведенного „прямым" потоком $\Phi_I$, будет

$$f_1 \cdot s = 50 \cdot 0{,}02 = 1 \text{Hz}$$

и число периодов тока $I_3$, наведенного „инверсным" полем $\Phi_{II}$, при этом будет

$$(2 - s) f_1 = (2 - 0{,}02) \cdot 50 = 99 \text{ Hz}.$$

На фиг. 223 изображена векторная диаграмма э. д. с. и токов, вызываемых инверсным полем $\Phi_{II}$.

---

[1] Действительно, предположим, что ротор двухполюсного двигателя будет вращаться по стрелке часов со скоростью, несколько меньше синхронной и равной $\omega_2 = (1 - s)\,\omega_1$, где $s$ — скольжение и $\omega_1$ — синхронная угловая скорость.

Тогда относительная скорость пересечения потоком проводников ротора для „прямого" поля будет равна разности

$$\omega_1 - \omega_2 = \omega_1 - (1 - s) \cdot \omega_1 = s \cdot \omega_1$$

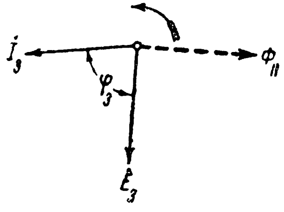
и для „инверсного" поля будет равна сумме угловых скоростей

$$\omega_3 = \omega_1 + \omega_2 = \omega_1 + (1 - s)\,\omega_1 = \omega_1 (2 - s).$$

Как видно из этой фигуры, э. д. с. $E_3$, создаваемая инверсным полем $\Phi_{II}$, отстает от него на угол в 90°.

Ввиду того что частота $f_3$ э. д. с. $E_3$, наведенной инверсным полем, относительно велика, реактанц ротора, соответствующий этой частоте $f_3$, будет также велик; вследствие этого ток $I_3$, создаваемый э. д. с. $E_3$, будет отставать по фазе от $E_3$ на угол $\varphi_3$, близкий к 90°.

Таким образом из фиг. 223 мы видим, что вектор тока $I_3$ почти противоположен по фазе относительно потока $\Phi_{II}$; отсюда следует, что ток $I_3$ действует размагничивающим образом по отношению к потоку $\Phi_{II}$.



Фиг. 223.

В результате под воздействием тока $I_3$ „инверсный" поток будет почти целиком сдемпфирован, и следовательно, поток $\Phi_{II}$ при вращении ротора почти совсем исчезнет.

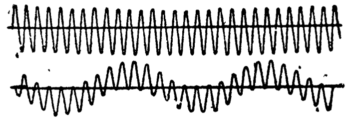
Имея в виду на основании сказанного выше, что величина потока $\Phi_{II}$ будет невелика и что угол сдвига фаз $\varphi_3$ будет велик, мы убеждаемся, что величина „инверсного" момента на основании формулы (203,2) должна получиться очень небольшой, так что

$$M_{II} \approx 0.$$

Следовательно, в этом случае вращающегося двигателя результирующий момент будет

$$M \approx M_I.$$

**§ 204. Кривые тока в роторе однофазного асинхронного двигателя.** На основании изложенного выше следует, что в проводах ротора однофазного двигателя должны течь токи двух различных частот — $f_2$ и $f_3$. Токи $I_2$, вызываемые „прямым" потоком $\Phi_I$, имеют относительно небольшую частоту скольжения $f_2 = s \cdot f_1$.


Фиг. 224. Кривые тока в роторе однофазного двигателя.

Токи $I_3$, вызываемые „инверсным" потоком $\Phi_{II}$, имеют, как было указано выше, относительно высокую частоту $f_3 = (2 - s) f_1$; при скорости, близкой к синхронизму (когда $s \approx 0$), частота этих токов равна величине, близкой к двойной частоте сети:

$$f_3 \approx 2f_1.$$

На фиг. 224 показана осциллограмма тока в роторе двигателя, имеющего однофазный статор.

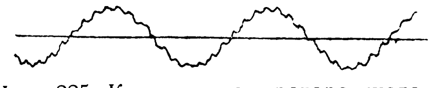
На этой осциллограмме можно ясно видеть основную (небольшую) частоту $f_2$, на которую накладывается более высокая частота $f_3$, вызванная „инверсным" полем [1].

---

[1] Инж. В. А. Трапезникову, производившему опыты, выражаю здесь мою благодарность.

Внизу на фиг. 224 показана осциллограмма, снятая при нагрузке двигателя, верхняя же осциллограмма получена при холостом ходе двигателя.

Как видно из сравнения верхней осциллограммы с нижней, амплитуда синусоиды двойной частоты с увеличением нагрузки двигателя убывает, последнее можно объяснить уменьшением величины магнитного потока двигателя вследствие увеличения падения напряжения в статоре при нагрузке. На фиг. 225 показана осциллограмма тока, полученная для того же ротора, но с многофазным статором.



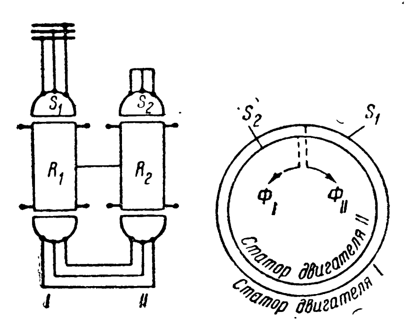
Фиг. 225. Кривая тока в роторе многофазного двигателя.

Как видно из фиг. 225, двойная частота в роторе, которую мы раньше видели на фиг. 224, при многофазном статоре совершенно исчезает. Небольшие зубцы на кривой тока фиг. 225 объясняются теми колебаниями магнитного сопротивления, которые вызываются при вращении ротора его железными зубцами.

**§ 205. Два спаренных многофазных асинхронных двигателя, магнитные потоки которых вращаются в противоположные стороны.** В предыдущих параграфах было дано краткое изложение теории однофазного асинхронного двигателя, согласно которой однофазное поле двигателя рассматривается как результат одновременного существования в двигателе двух полей, вращающихся в противоположные стороны.

Можно себе представить некоторую схему, состоящую из двух многофазных асинхронных двигателей, которая по своим рабочим свойствам будет эквивалентной одному однофазному асинхронному двигателю.

Эта схема изображена на фиг. 226.




Фиг. 226. Два спаренных многофазных двигателя с потоками, вращающимися в противоположные сторны.

На этой фигуре изображены два совершенно одинаковых многофазных асинхронных двигателя *I* и *II*, роторы которых $R_1$ и $R_2$ сидят на общем валу и замкнуты на короткое. Статор $S_1$ первого двигателя получает питание от трехфазной сети $L$; статор $S_2$ второго двигателя соединен последовательно со статором $S_1$ таким образом, что потоки $Ф_I$ и $Ф_{II}$ обеих машин вращаются в разные стороны. Если совместить оба ротора $R_1 — R_2$ и оба статора $S_1 — S_2$ в одну машину, то получится не что иное, как однофазный асинхронный двигатель; при этом вращающиеся в разные стороны потоки $Ф_I$ и $Ф_{II}$, сложившись вместе, дадут в результате пульсирующий однофазный магнитный поток. Таким образом все явления в сдвоенных согласно фиг. 226 двигателях будут происходить так же, как если бы у нас был один двигатель с однофазным статором.

**§ 206. Крутящий момент агрегата, описанного в предыдущем параграфе** (фиг. 226). Величина крутящего момента $M$, развиваемого

агрегатом, состоящим из двух машин I и II, согласно фиг. 226 может быть найдена из следующих соображений.

Назовем момент, развиваемый машиной I, через $M_I$ и момент машины II — через $M_{II}$.

Величина крутящего момента[1], развиваемого машиной I, будет

$$M_I = C \cdot E_1^2 \cdot \frac{r_2}{f_1} \cdot \frac{s}{r_2^2 + s^2 x_2^2}, \qquad (206,1)$$

где $C$ — константа;

$E_1$ — э. д. с., индуктированная в статоре вращающимся потоком;

$r_2$ — омическое сопротивление ротора;

$x_2$ — реактанц ротора (при $s = 1$);

$s$ — скольжение;

$f_1$ — частота тока сети.

Теперь найдем величину крутящего момента $M_{II}$ второго двигателя.

Так как ротор $R_2$ двигателя II вращается против направления вращения потока, создаваемого статором $S_2$, то момент $M_{II}$ будет направлен в отрицательную сторону (тормозящий момент); скольжение ротора $R_2$ относительно вращающегося потока статора $S_2$ при этом будет равно $2 - s$. Таким образом крутящий (тормозящий) момент машины II будет

$$M_{II} = C \cdot E_1^2 \cdot \frac{r_2}{f_1} \left[ \frac{2-s}{r_2^2 + (2-s)^2 \cdot x_2^2} \right]. \qquad (206,2)$$

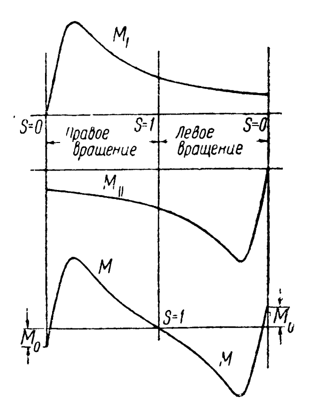
Результирующий момент агрегата будет равен разности двух моментов

$$M = M_I - M_{II}$$

или

$$M = C \cdot E_1^2 \cdot \frac{r_2}{f_1} \left[ \frac{s}{r_2^2 + s^2 x_2^2} + \frac{2-s}{r_2^2 + (2-s)^2 \cdot x_2^2} \right]. \qquad (206,3)$$

На фиг. 227 построены по точкам кривые крутящих моментов обоих двигателей $M_I$ и $M_{II}$. Если сложить ординаты кривых $M_I$ и $M_{II}$, получится результирующая кривая $M$, дающая зависимость между величиной результирующего момента $M$ всего агрегата и величиной скольжения.

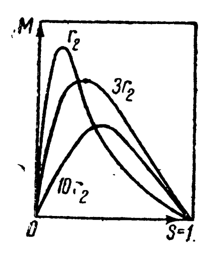


Фиг. 227. Кривые моментов вращения.

Фиг. 227 показывает, что результирующая кривая $M = M_I - M_{II}$ пересекает ось абсцисс в точке $s = 1$, т. е. это значит, что для этой точки начальный момент вращения агрегата равен нулю. Как видно из фиг. 227, результирующая кривая $M = M_I - M_{II}$ состоит из двух половин, из которых левая половина кривой относится к вращению агрегата в какую-нибудь данную сторону (например, по часовой стрелке) и правая половина кривой $M$ относится к противоположному вращению. Рассмотрение нижней кривой $M_I - M_{II}$ показывает, что при синхронном вращении агрегата I — II получается некоторый небольшой отрицательный момент $M_0$.

[1] См. главу X.

§ **207. Кривые момента однофазного асинхронного двигателя** (фиг. 228). Примерно такие же очертания, как на фиг. 227, имеют кривые момента однофазного асинхронного двигателя. Ввиду того что инверсное поле в однофазных двигателях обычно при скоростях, близких к синхронным, является почти совершенно сдемпфированным, величина отрицательного момента $M_0$ при $s = 0$ (фиг. 227) получается весьма небольшой, так что практически кривые крутящих моментов проходят через начало координат $s = 0$, как показано на фиг. 228; на последней фигуре показан также ряд примерных кривых крутящих моментов однофазного асинхронного двигателя, получаемых при различных величинах добавочного сопротивления, включенного в каждую из фаз ротора; на фиг. 228 эти сопротивления показаны в долях сопротивления ротора $r_2$.




Фиг. 228. Кривые моментов вращения.

Как видно из фиг. 228, максимум кривых крутящих моментов при возрастании величины добавочного сопротивления перемещается в сторону больших величин скольжения $s$.

Изучая кривые фиг. 228, мы видим, что добавочное сопротивление в цепи ротора однофазного двигателя влечет за собой *понижение максимальной величины крутящего момента.*

В этом отношении однофазный двигатель отличается от многофазного; в последнем, как было выяснено выше, величина добавочного сопротивления в цепи ротора до известных пределов *совсем не влияет на величину* $M_{max}$, а только вызывает ее перемещение в сторону больших скольжений.

Из сказанного ясно, что в однофазном двигателе регулирование скорости по методу включения добавочного сопротивления в цепь ротора должно применяться в ограниченных пределах во избежание неустойчивой работы и остановки двигателя при перегрузках.

## ГЛАВА XXII

## ОДНОФАЗНЫЕ АСИНХРОННЫЕ ДВИГАТЕЛИ. ТЕОРИЯ „ПОПЕРЕЧНОГО" ПОЛЯ

§ **208. Потоки в статоре однофазного асинхронного двигателя при неподвижном и вращающемся роторе.** На фиг. 229, *A* изображена двухполюсная схема асинхронного двигателя, причем на схеме показано направление переменных токов в статоре $S$ и роторе $R$ в некоторый определенный момент времени.

Неподвижный статор $S$ и неподвижный ротор $R$ фиг. 229, *A* в сущности представляют собой однофазный трансформатор с короткозамкнутой вторичной обмоткой $R$.

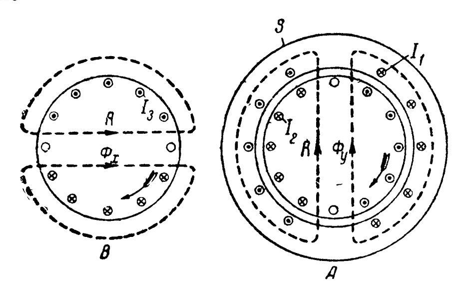
Из фиг. 229, *A* видно, что обмотки статора $S$ и ротора $R$ сцеплены друг с другом через посредство потока $\Phi_y$.

Колебания этого потока в роторе наводят токи $I_2$, которые (как и во всяком короткозамкнутом трансформаторе) сдвинуты относительно токов статора $I_1$ по фазе на угол, близкий к 180°.

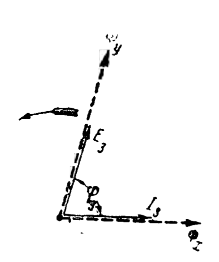
Если ротор $R$ начнет вращаться, скажем, по часовой стрелке, согласно фиг. 229, то кроме „вертикального" потока $\Phi_y$ появится в двигателе еще другой поток $\Phi_x$, ось которого будет направлена по горизонтали, как показано на фиг. 229, $B$.

Причина появления второго, „поперечного", потока $\Phi_x$ заключается в следующем.

Провода ротора $R$ при его вращении (например, по стрелке часов) будут пересекать силовые линии „вертикального" потока $\Phi_y$; вследствие этого в проводах ротора появится э. д. с. $E_3$, которая вызовет ток $I_3$ (фиг. 230); на векторной диаграмме (фиг. 230) $E_3$ совпадает по фазе с $\Phi_y$, а ток $I_3$ смещен по фазе относительно $E_3$ на угол $\varphi_3$. Ток $I_3$ создаст магнитный поток $\Phi_x$, направленный (на фиг. 229) по горизонтали.



Фиг. 229. Потоки в однофазном двигателе.



Фиг. 230. Потоки в однофазном двигателе.

Таким образом вращение ротора однофазного асинхронного двигателя повлечет за собой следующие два явления:

1) в роторе кроме тока $I_2$ еще появится ток $I_3$;

2) ток $I_3$ повлечет за собой образование „поперечного" поля $\Phi_x$.

Нетрудно показать, что „поперечный" поток $\Phi_x$ относительно „продольного" потока $\Phi_y$ смещен по фазе приблизительно на 90°. Действительно, ток $I_3$ и вызываемый им поток $\Phi_x$ вследствие влияния самоиндукции роторной обмотки смещены относительно э. д. с. $E_3$ на угол $\varphi_3$, почти равный 90° (фиг. 230).

Так как э. д. с. $E_3$ (вызванная пересечением силовых линий потока $\Phi_y$ проводами ротора) находится в фазе с потоком $\Phi_y$, то отсюда следует, что поток $\Phi_x$ будет смещен относительно потока $\Phi_y$ на угол $\varphi_3$, близкий к 90° (фиг. 230) [1].

---

[1] Э. д. с., индуктированную в каком-либо из проводов ротора вследствие вращения его в поле $\Phi_y$ можно выразить следующим образом:

$$e_3 = B_y \cdot l \cdot v \cdot 10^{-8},$$

где $B_y$ — магнитная индукция потока $\Phi_y$ в какой-либо точке воздушного зазора;

$l$ — длина ротора;

$v$ — окружная скорость.

Если окружная скорость ($v$) ротора будет постоянна, то $e_3$ будет зависеть только от величины $B_y$, т. е.

$$e_3 = \text{const}\, B_y.$$

Из сказанного выше ясно, что при вращении ротора однофазного асинхронного двигателя мы будем иметь два пульсирующих с частотой сети и смещенных друг относительно друга по фазе потока:

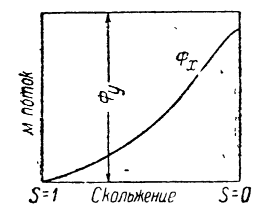
1) „продольный" поток $\Phi_y$ и

2) „поперечный" поток $\Phi_x$.

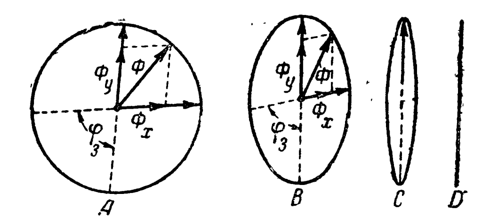
Потоки $\Phi_y$ и $\Phi_x$ в пространстве составляют угол 90°; по фазе они смещены на угол $\varphi_3$ приблизительно в 90°.

Вследствие этого потоки $\Phi_x$ и $\Phi_y$ в результате создают вращающееся магнитное поле. Это вращающееся магнитное поле, взаимодействуя с токами, текущими в роторе однофазного асинхронного двигателя, служит причиной появления крутящего момента. Таким образом при вращении ротора по характеру работы однофазный асинхронный двигатель весьма сходен с многофазным.

**§ 209. Эллиптическое вращающееся поле.** При скорости, близкой к синхронной, вращающееся поле однофазного двигателя, образовавшееся благодаря одновременному существованию „поперечного" потока $\Phi_x$ и „продольного" $\Phi_y$, будет приблизительно круговым.




Фиг. 231. Изменение потока $\Phi_x$ в функции $S$.




Фиг. 232. Эллиптическое поле.

При уменьшении скорости поперечный поток $\Phi_x$ (зависящий от скорости пересечения силовых линий потока $\Phi_y$ проводами обмотки ротора) будет уменьшаться, и, наконец, при остановке ротора поперечный поток совсем исчезнет: $\Phi_x = 0$.

Примерный характер изменения потока $\Phi_x$ в функции скольжения дается кривой фиг. 231.

Таким образом ясно, что вращающееся поле однофазного асинхронного двигателя будет круговым только при скорости, близкой к синхронной.

При возрастании нагрузки двигателя и связанным с этим уменьшением скорости ротора „поперечное" поле $\Phi_x$ будет уменьшаться, и мы вместо кругового поля в этом случае получим так называемое „эллиптическое поле". При неподвижном роторе „поперечное" поле $\Phi_x$, как было сказано выше, упадет до нуля, и мы вместо эллиптического поля получим пульсирующее поле.

---

Так как мы в данном случае (фиг. 220) имеем дело с пульсирующим потоком, ось которого в пространстве сохраняет почти неизменное положение, то $e_3$ будет иметь в тот момент максимум, когда $B_y$ будет равно максимальной величине; таким образом мы видим, что э. д. с. $E_3$ будет находиться в фазе с потоком $\Phi_y$.

На фиг. 232 показаны замкнутые кривые эллиптического вида, характеризующие вращающееся поле однофазного двигателя. По этим кривым перемещается конец вектора, изображающего магнитный поток однофазного двигателя.

Как видно из фиг. 232 *A*, при скорости, близкой к синхронной, мы имеем почти круговое вращающееся поле. По мере увеличения нагрузки двигателя и соответственного увеличения скольжения $s$ горизонтальная ось эллипса делается все меньше и меньше и, наконец, при неподвижном двигателе эллипс переходит в прямую, так как поперечное поле $\Phi_x$ при этом исчезает совсем (фиг. 232 *B*, *C*, *D*).

*ГЛАВА XXIII*

# СИСТЕМЫ ОДНОФАЗНЫХ АСИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ

**§ 210. Начальный момент однофазного двигателя.** Как было выяснено выше, в однофазном асинхронном двигателе при пуске в ход нет вращающегося поля.

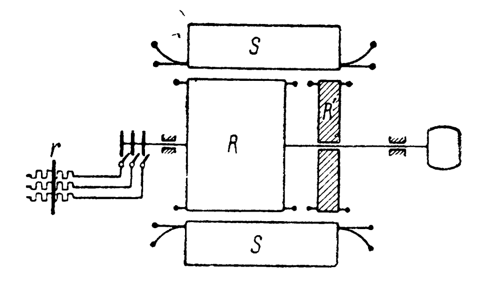
Для того чтобы таковое появилось, необходимо предварительно развернуть ротор такого однофазного двигателя от какого-нибудь небольшого вспомогательного двигателя.

После того как ротор главного двигателя достигнет скорости, близкой к синхронной, и после того как в главном двигателе появится устойчивое вращающееся магнитное поле, главный двигатель начнет развивать самостоятельно вращающий момент, и вспомогательный мотор может быть отключен.

Процесс разворачивания ротора однофазного двигателя при пуске в ход, как будет указано ниже, можно осуществить, однако, и без посредства вспомогательного двигателя при помощи различных вспомогательных устройств.

**§ 211. Метод Корсепиуса (Corsepius).** На фиг. 233 схематически изображен однофазный двигатель Корсепиуса (Corsepius). Как видно из этой фигуры, в одном статоре *S* этого двигателя расположено два ротора: рабочий — *R* и вспомогательный — *R'*.

Вспомогательный ротор *R'* сидит на валу свободно (этот ротор для наглядности на фиг. 233 изображен заштрихованным). Вспомогательный ротор *R'* должен быть каким-либо образом предварительно развернут и затем должен все время вращаться.

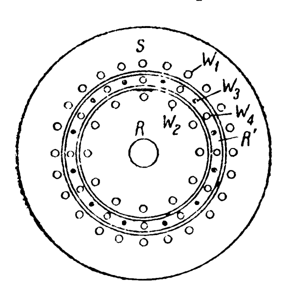


Фиг. 233. Двигатель Корсепиуса.

Благодаря вращению вспомогательного ротора *R'* в этом двигателе появляется вращающееся магнитное поле, которое существует все время, пока вращается ротор *R'*, независимо от того, вращается главный ротор *R* или нет.

Для пуска в ход главного ротора *R* достаточно, как обычно, постепенно вывести пусковой реостат *r*.

**§ 212. Двигатель Пунга (Punga)** [1]. Недостатком двигателя Корселиуса является относительно большая длина его статора $S$, вызванная необходимостью расположения на оси двух роторов $R$ и $R'$. Для уменьшения осевой длины двигателя Пунга расположил оба ротора — $R$ и $R'$ — концентрически, как показано на фиг. 234.



Фиг. 234. Двигатель Пунга.

Как показано на этой фигуре, двигатель Пунга состоит из статора $S$, в пазах которого расположена однофазная обмотка $W_1$, получающая питание из сети.

Внутри статора $S$, как видно на фиг. 234, вращаются два ротора:

1) „промежуточный" ротор $R'$ и

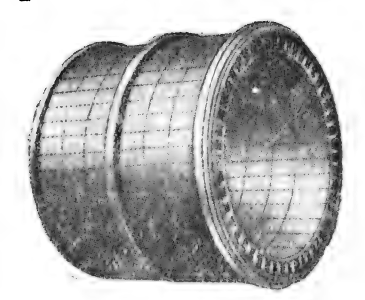
2) „рабочий" ротор $R$.

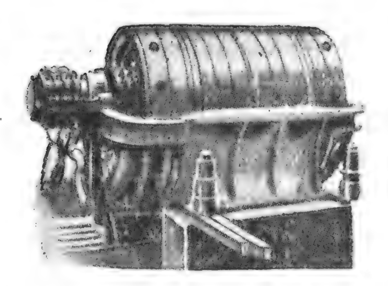
В пазах „промежуточного" ротора $R'$ расположены две обмотки:

1) обмотка в виде беличьего колеса $W_3$ (провода этой обмотки показаны на фиг. 234 черными кружками) и

2) обмотка $W_4$, питаемая постоянным током.

Рабочий ротор $R$ имеет обычную конструкцию беличьего колеса ($W_2$). „Промежуточный" ротор $R'$ обычно в с е в р е м я в р а щ а е т с я б е з о с т а н о в к и, пока двигатель находится в работе; „главный" же ротор $R$ может быть остановлен или пущен в ход по желанию.


Фиг. 235. Промежуточный ротор (фиг. 234).


Фиг. 236. Однофазный двигатель Пунга-Круппа на 200 *л. с.* „Промежуточный" и „рабочий" ротор и статор (верхняя половина в статоре снята).

На „вспомогательном" роторе $R'$, как было сказано, располагается обмотка $W_4$, питаемая постоянным током от возбудителя, не показанного на фиг. 234; поэтому ротор $R'$ в р а щ а е т с я с и н х р о н н о, делая в 1 сек. число оборотов, равное

$$n = \frac{60 \cdot f}{p},$$

---

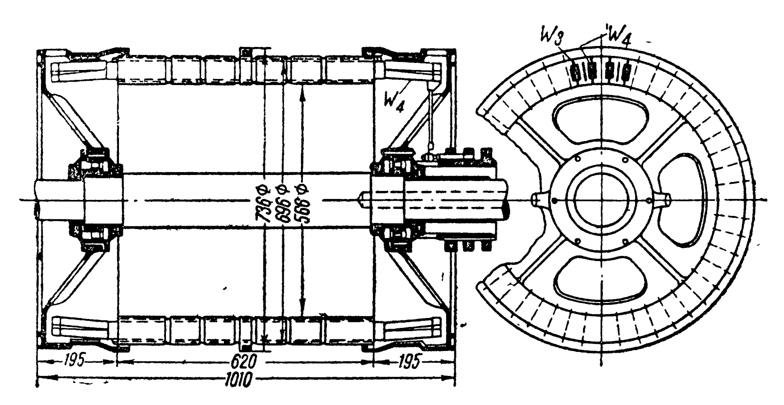
[1] „ETZ" № 29, 1926.

Такого же типа двигатель с промежуточным ротором еще раньше был предложен проф. В. С. Кулебакиным.

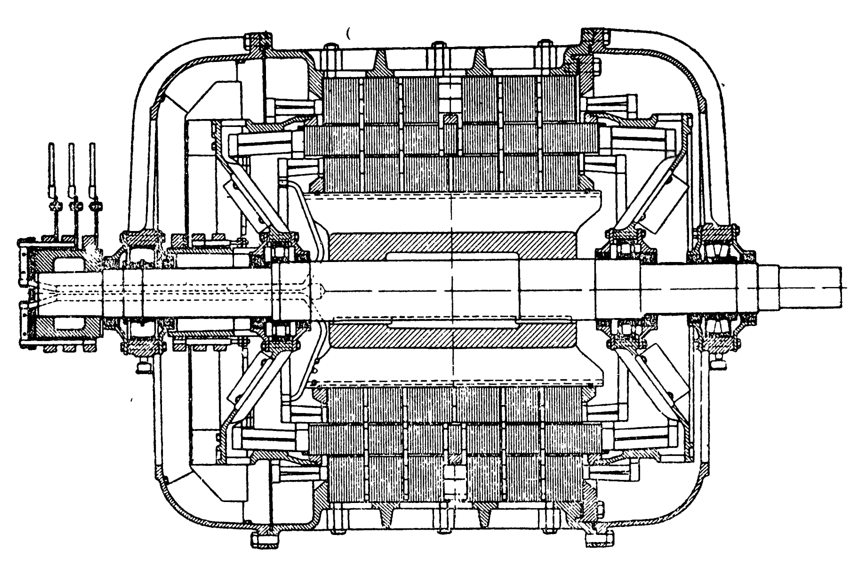
где $f$ — число периодов сети и

$p$ — число пар полюсов.

Таким образом система, состоящая из „промежуточного" ротора $R'$ и статора $S$, представляет собой не что иное, как однофазный синхронный двигатель.




Фиг. 237. „Промежуточный ротор" двигателя (согласно фиг. 235) мощностью в 200 *л. с.*, беличья обмотка; обмотка, обтекаемая постоянным током.



Фиг. 238. Двигатель Пунга.

Устанавливая ту или другую силу постоянного тока в обмотке $W_4$, мы можем регулировать величину $\cos\varphi$ и получить по желанию отстающий или опережающий ток в статоре $S$.

Таким образом двигатель Пунга представляет собой соединение двух машин: синхронной, служащей только для поддержания вращающе-

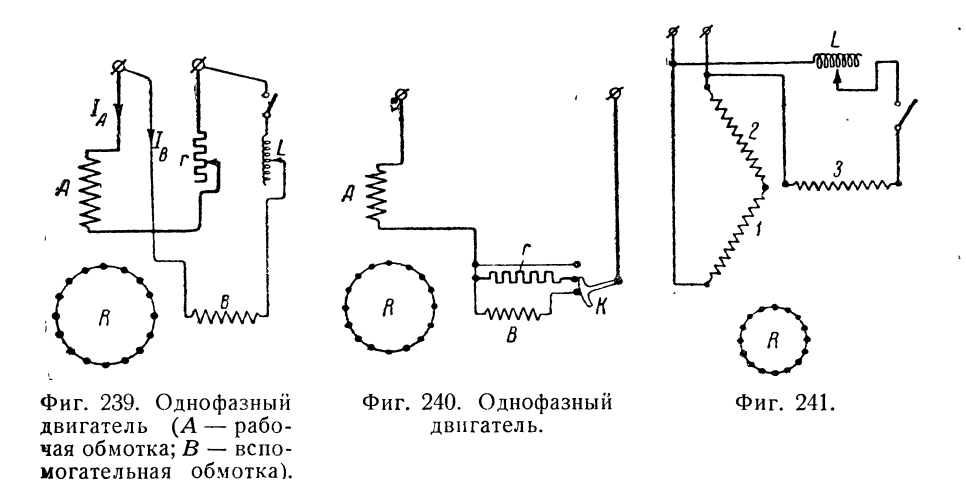
гося потока и компенсации сдвига фаз, и **асинхронной**, являющейся собственно двигателем.

На фиг. 236—238 показан один из таких двигателей в 200 *л. с.*, работающий сейчас на некоторых электровозах, выполненных заводом Круппа (Krupp) в Германии.

**§ 213. Схемы Тесла и Штейнметца (Tesla и Steinmetz)** (фиг. 239—248). В двигателях Корсепиуса и Пунга для поддержания в статоре при однофазном его питании вращающегося магнитного поля приходится усложнять конструкцию, располагая на одном валу два ротора.

Можно, однако, задачу об образовании вращающегося магнитного поля при пуске в ход решить и другим способом.

Этими вопросами — о создании вращающегося магнитного поля в однофазных двигателях — в свое время занимался Тесла, которым был предложен ряд систем однофазных асинхронных двигателей.




Фиг. 239. Однофазный двигатель (*A* — рабочая обмотка; *B* — вспомогательная обмотка).

Фиг. 240. Однофазный двигатель.

Фиг. 241.

На фиг. 239 показана одна из распространенных схем однофазных асинхронных двигателей Тесла.

Как видно из этой фигуры, в статоре двигателя расположены две однофазных обмотки:

1) главная обмотка *A* и

2) вспомогательная обмотка *B*.

Вспомогательная обмотка $I_A$ сдвинута в пространстве относительно рабочей обмотки *A* на 90°. Для получения вращающегося потока необходимо каким-либо путем сдвинуть фазу тока $I_B$ относительно фазы тока $I_A$, текущего в главной обмотке *A*, на угол, по возможности близкий к 90°. В этом случае в статоре может быть получено вращающееся магнитное поле.

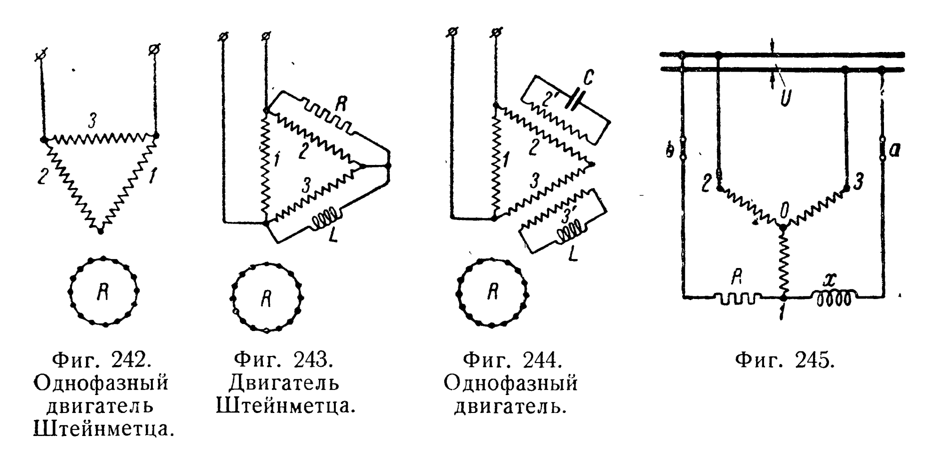
Для этой цели при пуске в ход вспомогательная обмотка *B* (фиг. 239) приключается к сети через посредство самоиндукции *L*, а главная обмотка *A* — через посредство активного сопротивления *r*. При таких условиях токи $I_A$ и $I_B$ будут смещены друг относительно друга на угол,

близкий к 90°, в результате чего обмотки $A$ и $B$ создадут вращающееся магнитное поле. Под влиянием этого вращающегося поля ротор двигателя придет во вращение. По окончании пуска в ход вспомогательная обмотка $B$ обычно отключается от сети при помощи показанного на фиг. 239 рубильника и сопротивление $r$ в обмотке $A$ закорачивается.

На фиг. 240 показана другая модификация вышеописанного метода пуска в ход.

Как видно из этой фигуры, в статоре расположены две обмотки — $A$ и $B$, соединенные друг с другом последовательно.

При пуске в ход переключатель $K$ ставится в нижнее положение, при котором обмотка $B$ оказывается параллельно соединенной с активным сопротивлением $r$, благодаря этому создается необходимый сдвиг фаз между токами, текущими в обмотках $A$ и $B$, вследствие чего в двигателе появляется вращающееся магнитное поле.




Фиг. 242. Однофазный двигатель Штейнметца.

Фиг. 243. Двигатель Штейнметца.

Фиг. 244. Однофазный двигатель.

Фиг. 245.

По окончании пуска в ход рукоятку переключателя $K$ необходимо повернуть по стрелке часов так, чтобы обмотка $B$ с сопротивлением $r$ была отключена от сети.

Штейнметц, который вслед за Тесла также начал заниматься вопросами пуска в ход однофазных асинхронных двигателей, предложил ряд схем, которые представляют собой известные модификации рассмотренных выше на фиг. 239—240 расположений.

На фиг. 241 показан один из двигателей Штейнметца.

Как видно из этой фигуры, в статоре этого двигателя имеется трехфазная обмотка 1—2—3.

При пуске в ход две фазы 1—2 соединяются последовательно и приключаются к сети, а оставшаяся третья фаза 3 используется как вспомогательная пусковая обмотка, приключенная к сети через посредство дроссельной катушки $L$.

По окончании пуска в ход обмотки 1—2—3 включается треугольник, образуя две параллельные ветви, как показано на фиг. 242.

На фиг. 243 показана другая модификация предыдущей схемы.

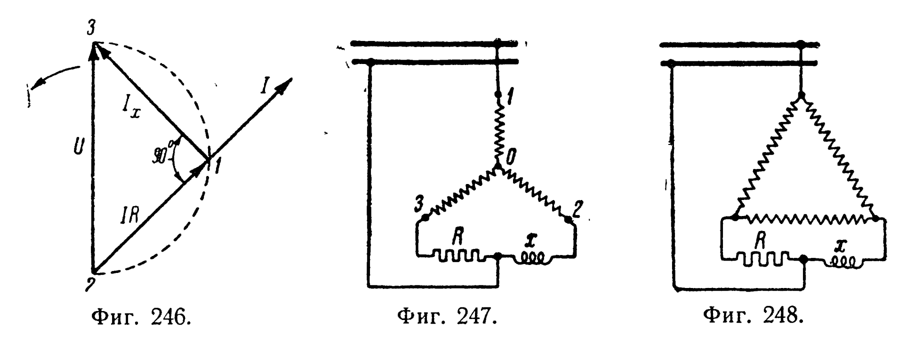
Как видно из этой фигуры, все три фазы 1—2—3 статора соединены в треугольник, причем фаза 1 приключена прямо к сети, а фазы 2

и *3* соединены между собой последовательно; токи, текущие в фазах *2* и *3*, смещены друг относительно друга по фазе благодаря тому, что к обмотке *2* приключено шунтом омическое сопротивление $R$, а к обмотке *3* — самоиндукция $L$.

Располагая в статоре кроме обмоток *1* — *2* — *3* еще обмотки *2′* и *3′* (фиг. 244), мы можем к последним обмоткам присоединить емкость $C$ и самоиндукцию $L$; таким образом $C$ и $L$ будут связаны с обмотками *2* и *3* через посредство трансформаторов, образованных обмотками *2* — *2′* и *3* — *3′*.

На фиг. 245—248 показано еще несколько схем, которые дают возможность получения вращающегося потока при питании статора от однофазной сети.

Как видно из фиг. 245, статор двигателя имеет трехфазную обмотку, соединенную в звезду, причем между клеммой *1* статора и шинами линии




Фиг. 246. Фиг. 247. Фиг. 248.

включено активным сопротивление $R$ и индуктивное — $x$. Благодаря этому между зажимами статора *1* — *2* — *3* появляется разность потенциалов несимметричной трехфазной системы.

Характер этой системы можно выяснить, рассматривая векторную диаграмму для этой схемы (фиг. 246).

Как видно из фигуры, вектор напряжения у зажимов $U$ отложен по вертикали. Напряжение у зажимов является геометрической суммой

$$\dot{U} = \dot{I}x = \dot{I}R.$$

Вектор индуктивного напряжения $Ix$ и омического падения напряжения $IR$ образуют друг с другом угол в 90°. Вектор тока $I$ совпадает по фазе с вектором $IR$.

Напряжение между клеммами *1* — *3* схемы фиг. 245 по величине и фазе будет приблизительно равно величине $Ix \equiv 1 - 3$ векторной диаграммы (фиг. 246); точно так же вектор $IR \equiv 1 - 2$ векторной диаграммы будет соответствовать напряжению между клеммами статора *1*—*2* фиг. 245; вектор $U$ векторной диаграммы (фиг. 246) будет соответствовать напряжению сети, приложенному к клеммам *2*—*3* схемы. Если бы точки *1*—*2*—*3* диаграммы фиг. 246 лежали в вершинах равностороннего треугольника, то мы получили бы симметричную трехфазную систему.

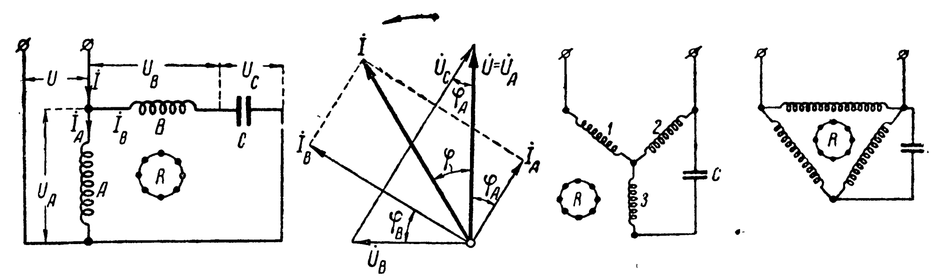
На самом деле, как показывает фиг. 246, точки *1*—*2*—*3* принадлежат вершинам прямоугольного треугольника, следовательно, соответствующая диаграмме фиг. 246 трехфазная система является н е с и м

метричной. Эта несимметричность, однако, большого вреда не приносит, так как при вращении двигатель сам начинает создавать вращающееся магнитное поле, после чего катушка $x$ и активное сопротивление $R$ могут быть при помощи рубильника $a$ и $b$ отключены от сети.

На фиг. 247 и 248 показаны еще две другие схемы соединений статора однофазных двигателей, при которых можно получить вращающееся магнитное поле при пуске в ход.

**§ 214. Конденсаторные асинхронные двигатели.** Конденсаторный двигатель представляет собой двухфазный или трехфазный асинхронный двигатель с параллельно включенными емкостями, питаемый от однофазной сети.

Один из таких двигателей был описан выше (фиг. 244).



Фиг. 249. Однофазный „конденсаторный" двигатель.

Фиг. 250. Однофазные „конденсаторные" двигатели.

На фиг. 249—250 представлены другие возможные и применяемые на практике схемы.

На фиг. 249 показан двигатель с двухфазным статором (фазы $A$ и $B$) и короткозамкнутым ротором $R$.

Как видно из этой фигуры, в цепь вспомогательной фазы статора включается конденсатор $C$. В обеих фазах статора текут токи

$$\dot{I}_A \text{ и } \dot{I}_B.$$

Благодаря наличию емкости $C$ можно добиться того, чтобы токи $I_A$ и $I_B$ были друг относительно друга смещены по фазе на угол, равный 90°.

На фиг. 249 справа дана векторная диаграмма, поясняющая процессы, происходящие в конденсаторном двигателе. Как видно из этой диаграммы, ток, притекающий к статору двигателя из сети, является геометрической суммой:

$$\dot{I} = \dot{I}_A + \dot{I}_B.$$

Подбирая соответственным образом емкость $C$ и самоиндукцию обмоток, можно добиться того, что токи $\dot{I}_A$ и $\dot{I}_B$ будут смещены по фазе друг относительно друга на 90°, как это и показано на фиг. 249.

Ток $\dot{I}_A$ отстает по фазе на $\angle \varphi_A$ относительно напряжения сети $U_A = U$, а ток $I_B$ отстает по фазе на угол $\varphi_B$ относительно напряжения на зажимах $U_B$ вспомогательной обмотки.

Вектор напряжения $U_B$ смещен по фазе на угол 90° относительно вектора напряжения сети $\dot{U}_A$.

На фиг. 249 вектор конденсаторного напряжения $\dot{U}_C$ составляет прямой угол с вектором тока $\dot{I}_B$.

На основании векторной диаграммы можно доказать, что полная компенсация сдвига фаз, т. е. работа двигателя при $\varphi = 0$, наступает, когда кажущаяся мощность, поглощаемая двигателем из сети, приблизительно равна кажущейся мощности конденсатора [1].

На фиг. 250 показаны схемы соединений конденсаторных двигателей в случае трехфазных обмоток в статоре.

Опыт показывает, что конденсатор, приключенный параллельно обмоткам статора однородного двигателя, улучшает его пусковые качества.

В последнее время однофазные конденсаторные двигатели небольшой мощности начинают находить все большее и большее распространение (при электрификации сельского хозяйства и для бытового обслуживания).

## *ГЛАВА XXIV*

## РЕГУЛИРОВАНИЕ СКОРОСТИ АСИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ ПО МЕТОДУ ИЗМЕНЕНИЯ ЧИСЛА ОБОРОТОВ В МИНУТУ ВРАЩАЮЩЕГОСЯ ПОЛЯ

**§ 215. Скорость вращения магнитного потока.** Число оборотов в минуту вращающегося потока, создаваемого обмотками асинхронного двигателя, равно

$$n_1 = \frac{60 \cdot f_1}{p}. \qquad (1)$$

Число оборотов в минуту ротора асинхронного двигателя $n$ обычно почти равно $n_1$ ($n$ бывает обычно немного меньше, чем $n_1$). С целью получения регулировки скорости асинхронного двигателя можно попытаться изменять число оборотов $n_1$ вращающегося поля; как показывает формула (1), этого можно добиться двояким путем:

1) изменением частоты питающего тока $f_1$;

2) изменением числа полюсов обмоток двигателя $p$.

Первый способ (изменение $f_1$) требует наличности специальных генераторов и поэтому на практике применяется сравнительно редко.

Второй способ (изменение $p$) проще, так как не требует специальных генераторов.

**§ 216. Двигатель с двойной обмоткой.** Для осуществления регулирования скорости по второму способу (изменение $p$) можно в статоре асинхронного двигателя (фиг. 251) расположить не одну, как обычно, а две обмотки:

1) обмотку $S_1$ с числом полюсов, равным $2p$;

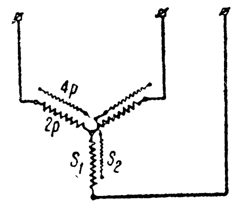
---

[1] См. работы В. С. Кулебакина в области теории конденсаторных двигателей.

2) обмотку $S_2$ с числом полюсов, равным $4p$.

Приключая к сети обмотку $S_1$ или обмотку $S_2$, мы можем осуществить регулировку скорости в отношении 1 : 2. Ротор $R$ такого двигателя не нуждается в переключении, если он выполнен в виде беличьего колеса, как показано на фиг. 252.

Числа полюсов обмоток $S_1$ и $S_2$, конечно, могут относиться друг к другу не только как 2 : 1, но здесь возможны и другие отношения чисел полюсов.




Фиг. 251.

**§ 217. Переключение обмотки на другое число полюсов.** Двигатель, изображенный на фиг. 251 и 252, можно упростить, если в статоре расположить не две, а только одну обмотку, допускающую, однако, и переключение с одного числа полюсов на другое.

Проще всего можно осуществить путем переключения обмотки изменение числа полюсов в отношении 1 : 2 [1].

На фиг. 253 дана схема обмотки, позволяющей получить путем переключения (переключатель $U$) число полюсов, равное 4 или 8.

При л е в о м положении переключателя $U$ в обмотке получится 8 п о л ю с о в.

Что это действительно так, нетрудно убедиться, рассматривая верхний чертеж фиг. 254, относящийся к этому случаю.

Поставив переключатель $U$ фиг. 253 в п р а в о е положение, мы получим схему, изображенную на нижнем чертеже фиг. 254, при этой схеме получаются 4 п о л ю с а.

Фиг. 252. Двигатель с двойной обмоткой в статоре.

Обмотка фиг. 253 и 254 может быть разбита на д в е г р у п п ы, или „частичные“ обмотки.

Провода, принадлежащие к первой „частичной“ обмотке, показаны на фиг. 253 и 254 тонкими линиями; начало и конец этой „частичной“ обмотки обозначены на фиг. 254 буквами $A—A'$.

Вторая „частичная“ обмотка показана на фиг. 254 для ясности жирными линиями и концы ее обозначены буквами $B—B'$.

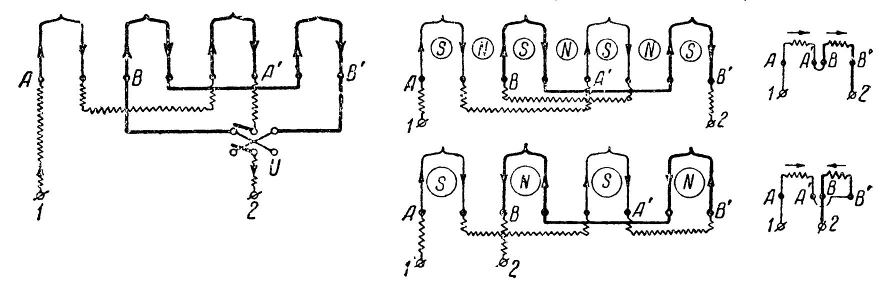
Сравнивая верхний и нижний чертежи фиг. 254 между собой, мы замечаем следующее: при 8-полюсной схеме частичные обмотки $A—A'$ и $B—B'$ соединены между собой последовательно, как это показано схематически на верхнем чертеже справа; при 4-полюсной схеме необходимо п е р е с т а в и т ь к о н ц ы $B—B'$ частичной обмотки, изо-

[1] Возможны и другие отношения чисел полюсов (например, $^2/_3 : {^3/_4}$ и т. п.); однако при этих переключениях схемы соединения обмоток с контроллерами получаются вообще несколько сложнее, поэтому эти схемы применяются реже.

Первое практическое осуществление способа регулирования скорости по методу изменения числа полюсов приписывается Даландеру (Dahlander), который построил асинхронный двигатель со статорной обмоткой, допускающей изменение числа полюсов в отношении 1 : 2.

браженной жирными линиями, и соединить ее с частичной обмоткой $A—A'$, как это показано на нижнем чертеже фиг. 254 справа.

На фиг. 255 показана схема переключения числа полюсов обмотки с четырех (верхний чертеж) на два полюса (нижний чертеж).



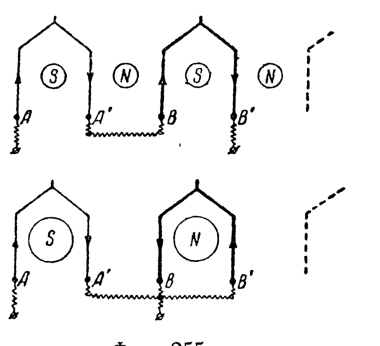

Фиг. 253. Обмотка статора с переключением на разные числа полюсов.

Фиг. 254. Переключение обмотки статора.

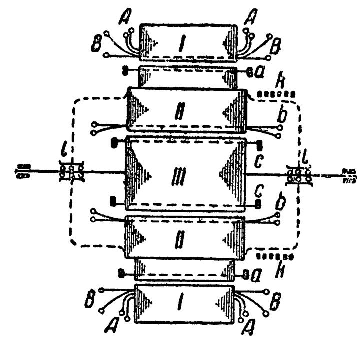
## § 218. Асинхронный двигатель с двойным ротором.

Располагая в статоре асинхронного двигателя не один, как обычно, а два концентрически расположенных ротора, мы можем получить возможность широкой регулировки скорости.

На фиг. 256 показан двигатель, допускающий возможность широкой регулировки скорости.




Фиг. 255.




Фиг. 256. Двигатель с двойным ротором.

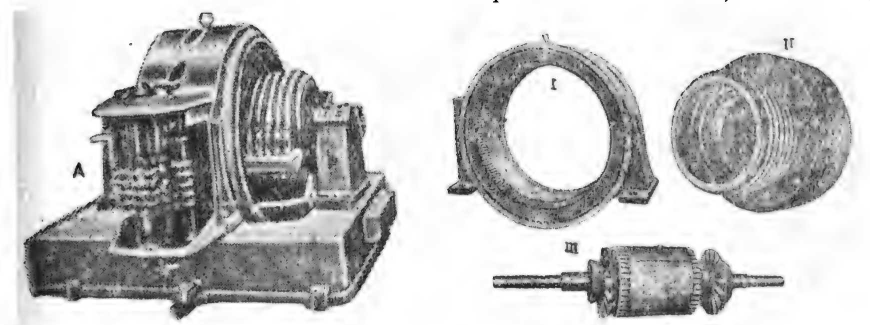
На фиг. 256 дано схематическое изображение этого двигателя. Как видно из этой фигуры, двигатель состоит: из статора *I* (имеющего две обмотки), „промежуточного“ ротора *II* (имеющего на своей внешней цилиндрической поверхности беличью обмотку *a—a* и на внутренней поверхности фазную обмотку *b—b*) и, наконец, „рабочего“ ротора *III* (имеющего одну беличью обмотку).

Полезный крутящий момент здесь создается внутренним ротором *III*, „промежуточный“ ротор *II* вращается все время вхолостую и, будучи расположен концентрически с ротором *III* на роликовых подшипниках *l—l*, может вращаться в любую сторону независимо от ротора *III*.

Ток из сети к обмотке $b—b$ подводится через посредство щеток и шести контактных колец $k—k$. Наличие шести контактных колец (вместо обычных трех) дает возможность произвести переключение обмотки $b—b$ с одного числа полюсов на другое.

На фиг. 257 дана фотография частей этого двигателя завода „Эрликон" мощностью в 300 *л. с.*

„Внешний" статор *I* имеет здесь двойную обмотку, позволяющую по желанию изменять число полюсов в пределах: 32 или 16, 24 или 12.




Фиг. 257. Двигатель с двойным ротором завода Эрликон. *I* — внешний статор с двойной обмоткой, дающей возможность путем переключения получить число полюсов, равное 12, 16, 24, 32; *II* — промежуточный ротор; *III* — внутренний ротор.

Таким образом при 50 Hz частоты тока сети „промежуточный" ротор *II* может вращаться со следующими скоростями, приблизительно равными:

$$n_1 = 187, 250, 375$$

или

$$500 \text{ об/мин (синхр.)}.$$

Внутренняя обмотка $b—b$ „промежуточного" ротора (фиг. 256) может быть переключаема с четырех на два полюса.

Таким образом если бы „промежуточный" ротор *II* был расположен в пространстве н е п о д в и ж н о, то число оборотов в минуту вращающегося магнитного поля, создаваемого его „внутренней" обмоткой $b—b$, было бы равно $n_{II} = 1\,500$ или $3\,000$.

Заставляя вращаться „промежуточный" ротор *II* то в одну, то в другую сторону, мы тем самым можем изменять с к о р о с т ь в п р о с т р а н с т в е $n$ вращающегося магнитного потока, создаваемого обмоткой $b—b$ внутри „промежуточного" ротора *II*; в этом случае результирующая скорость $n$ будет равна:

$$n = n_I \pm n_{II}.$$

Таким образом при $n_I = 500$ и $n_{II} = 3\,000$ мы можем получить результирующие скорости:

$$n = 3\,000 + 500 = 3\,500 \text{ об/мин},$$

или

$$n = 3\,000 - 500 = 2\,500 \text{ об/мин};$$

при $n_I = 375$ и $n_{II} = 3\,000$ возможные результирующие скорости будут

$$n = 3\,000 + 375 = 3\,375 \text{ об/мин},$$

или

$$n = 3\,000 - 375 = 2\,625 \text{ об/мин}.$$

Применяя все возможные комбинации, мы получим 18 возможных скоростей согласно табл. 20.

В том случае, если необходимо заставить „внутренний“ (рабочий ротор) *III* вращаться со скоростями 3 000 или 1 500 об/мин, необходимо остановить промежуточный ротор *II* при помощи тормоза (не показанного на фиг. 256).

ТАБЛИЦА 20

| № ступени | об/мин | Мощность в *л. с.* | № ступени | об/мин | Мощность в *л. с.* |
|---|---|---|---|---|---|
| 1 | 3 500 | 300 | 10 | 2 000 | 170 |
| 2 | 3 375 | 285 | 11 | 1 875 | 160 |
| 3 | 3 250 | 280 | 12 | 1 750 | 150 |
| 4 | 3 187 | 270 | 13 | 1 687 | 145 |
| 5 | 3 000 | 255 | 14 | 1 500 | 125 |
| 6 | 2 813 | 240 | 15 | 1 313 | 110 |
| 7 | 2 750 | 230 | 16 | 1 250 | 100 |
| 8 | 2 650 | 220 | 17 | 1 125 | 90 |
| 9 | 2 500 | 210 | 18 | 1 000 | 80 |

## *ГЛАВА XXV*

# КАСКАДНОЕ СОЕДИНЕНИЕ ДВУХ АСИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ

**§ 219. Регулирование скорости асинхронного двигателя путем включения в цепь ротора реостата** (фиг. 163). Это весьма распространенный метод регулирования скорости; он отличается крайней простотой и заключается в том, что с целью понижения скорости двигателя включается в каждую фазу обмотки ротора добавочное омическое сопротивление $R_2$ (фиг. 163).

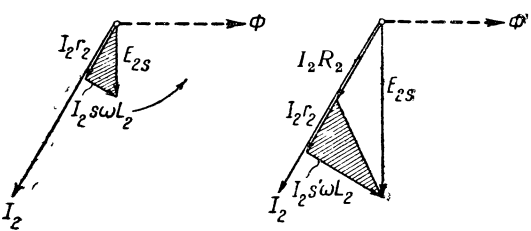
Для того чтобы выяснить, как будет влиять на работу двигателя добавочное сопротивление $R_2$, рассмотрим фиг. 258.

На левом чертеже этой фигуры изображена векторная диаграмма токов и напряжений в роторе нормально работающего двигателя; на правом чертеже изображена векторная диаграмма для того случая, когда в цепь ротора включено сопротивление $R_2$; при построении этих диаграмм сделано предположение, что сила тока в роторе $I_2$ в обоих случаях (фиг. 258) имеет одну и ту же величину.

Сравнивая между собой обе векторные диаграммы, мы видим, что вектор э. д. с. ротора $E_{2s}$, на правой диаграмме больше, чем на левой. Последнее вызвано тем обстоятельством, что э. д. с. ротора $E_{2s}$, при включенном сопротивлении $R_2$ (правый чертеж фиг. 258) должна уравновесить не только омическое падение напряжения в самой об-

мотке ротора $I_2r_2$, но еще вдобавок — падение напряжения $I_2R_2$ в регулирующем реостате.

Так как величина э. д. с. ротора пропорциональна скольжению ($E_{2s} \equiv s$), то отсюда следует, что при условиях правой диаграммы на фиг. 258 (когда в цепь ротора включено сопротивление $R_2$) двигатель будет работать с большим скольжением, т. е. будет вращаться медленнее, чем при данных левой диаграммы этой фигуры.



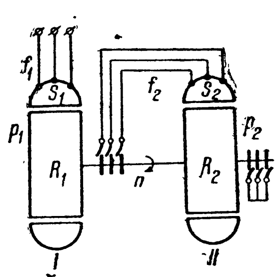

Фиг. 258. Диаграмма при разном скольжении ротора.

Чем больше будет включено сопротивление $R_2$ в цепь ротора, тем больше будет вектор $I_2R_2$ (при том же токе $I_2$), что повлечет за собой соответственное увеличение э. д. с. $E_{2s}$, и, следовательно, увеличение скольжения.

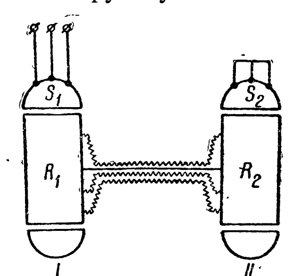
Описанный здесь метод регулирования скорости обладает большим недостатком: вследствие включения в цепь ротора сопротивления $R_2$ к. п. д. двигателя сильно понижается.

**§ 220. Каскадное соединение двух асинхронных двигателей** (фиг. 259—260). Регулирование скорости асинхронных двигателей было бы экономичнее, если бы нам каким-либо образом удалось избежать бесполезной потери электрической энергии $P_2 = I_2^2R_2$ в реостате (фиг. 163).

Энергию $P_2 = I_2^2R_2$ мы можем попытаться использовать следующим образом: эту энергию $P_2$ можно подвести к другому вспомогательному




Фиг. 259. Каскадное соединение двух асинхронных двигателей.




Фиг. 260. „Каскад“ двух двигателей.

двигателю, где энергия может быть полезно превращена большей частью в механическую форму.

Для этой цели можно кольца ротора двигателя соединить не с реостатом, как было показано выше на фиг. 163, но со статорной обмоткой второго вспомогательного асинхронного двигателя $S_2$, сидящего на том же валу, что и главный двигатель $S_1 - R_1$ (фиг. 259). В результате у нас получится каскадное соединение двух асинхронных двигателей. Этот метод регулирования скорости был предложен проф. Гергесом в 1893 г. (германский патент № 73050).

Вместо того чтобы соединять статор второго двигателя $S_2$ на фиг. 259 с ротором $R_1$ первого, часто соединяют между собой роторы обоих двигателей, а статор второго двигателя $S_2$ замыкают на короткое (фиг. 260); в этом случае контактные кольца у роторов обоих двигателей могут отсутствовать.

**§ 221. Скорость каскадного агрегата** (фиг. 259). Попытаемся найти скорость, с которой будет устойчиво работать каскадный агрегат (фиг. 259).

Обозначим:

$p_1$ — число пар полюсов двигателя *I*;
$p_2$ — » » » » *II*;
$f_1$ — » периодов сети;
$f_2$ — » » тока в роторе $R_1$;
$n$ — » оборотов в минуту агрегата.

Ток частоты $f_1$, протекающий в статоре $S_1$ первого двигателя, создает вращающееся поле, число оборотов в минуту которого будет

$$n_1 = \frac{60 \cdot f_1}{p_1}.$$

При этом в роторе $R_1$ будут наводиться токи частоты $f_2$

$$f_2 = \frac{(n_1 - n) \cdot p_1}{60}. \qquad (221,10)$$

Число оборотов в минуту вращающегося поля двигателя *II* (питаемого токами частоты $f_2$) будет

$$n_2 = \frac{60 \cdot f_2}{p_2};$$

подставляя сюда $f_2$ из уравнения (221,1), найдем

$$n_2 = \frac{60 \cdot (n_1 - n) \cdot p_1}{60 \cdot p_2} = (n_1 - n) \cdot \frac{p_1}{p_2}. \qquad (221,2)$$

Теперь нетрудно найти число оборотов в минуту агрегата $n$.

Имея в виду, что ротор $R_2$ второй машины замкнут на короткое, заметим, что агрегат будет вращаться со скоростью $n$, приблизительно равной скорости вращающегося второго поля двигателя $n_2$:

$$n \approx n_2. \qquad (221,3)$$

Таким образом на основании уравнений (2) и (3) найдем

$$n \approx (n_1 - n) \frac{p_1}{p_2}. \qquad (221,4)$$

Из последнего выражения найдем

$$n \approx \frac{60 \cdot f_2}{p_1 + p_2}. \qquad (221,5)$$

Наш агрегат будет вращаться с некоторым „скольжением“ относительно скорости $n$, причем это скольжение будет возрастать с возрастанием нагрузки.

Формула (221,5) указывает, что **каскадный агрегат будет вращаться с такой скоростью, с какой вращался бы один двигатель, если бы он имел число пар полюсов, равное сумме** $p_1 + p_2$.

Резюмируя все сказанное, мы видим, что агрегат, состоящий из двух машин согласно фиг. 259, дает возможность получить три устойчивые скорости согласно табл. 21.

ТАБЛИЦА 21

**Устойчивые скорости каскадного агрегата согласно фиг. 254**

| | |
|---|---|
| $n = \frac{60 \cdot f_1}{p_1 + p_2}$ | оба двигателя (каскад) |
| $n' = \frac{60 \cdot f_1}{p_1}$ | один двигатель *I* |
| $n'' = \frac{60 \cdot f_1}{p_2}$ | один двигатель *II* |

**§ 222. Распределение мощности между машинами каскадного агрегата** (фиг. 259). Интересно выяснить, как распределяется мощность между машинами *I* и *II* агрегата (фиг. 259).

Обозначим полезную мощность первой машины через $P_1$ и второй — через $P_2$. Машина *I* будет получать из сети энергию $P_1 + P_2$; вследствие того что машина *I* вращается со скоростью $n$, меньшей, чем синхронная скорость $n_1$, в роторе этой машины окажется неиспользованная мощность $P_2$; последняя величина пропорциональна „скольжению" первого двигателя, т. е. $P_2 \equiv n_1 - n$. Мощность машины *I* будет пропорциональна скорости агрегата $P_1 \equiv n$.

Таким образом найдем

$$\frac{P_1}{P_2} = \frac{n}{n_1 - n}. \qquad (222,1)$$

Согласно уравнению (221,4) имеем

$$n_2 \approx n = (n_1 - n)\frac{p_1}{p_2},$$

откуда

$$n_1 - n = n \cdot \frac{p_2}{p_1}.$$

Подставляя последнее выражение в формулу (222,1), найдем

$$\frac{P_1}{P_2} = \frac{n}{n_1 - n} = \frac{n}{n \cdot \frac{p_2}{p_1}},$$

или

$$\frac{P_1}{P_2} = \frac{p_1}{p_2}. \qquad (222,2)$$

Последнее выражение указывает, что мощность распределяется между машинами *I* и *II* каскадного агрегата **пропорционально их числу полюсов**.

Пример I. Предположим, что у нас имеются 2 двигателя, соединенных каскадно согласно фиг. 259, причем

$$p_1 = 6,$$
$$p_2 = 4,$$
$$f_1 = 50.$$

В этом случае синхронная скорость каскадного агрегата будет

$$n = \frac{60 \cdot f_1}{p_1 + p_2} = \frac{60 \cdot 50}{6 + 4} = 300 \text{ об/мин.}$$

Если бы работал один двигатель *I*, то скорость была бы

$$n' = \frac{60 \cdot f_1}{p_1} = \frac{60 \cdot 50}{6} = 500 \text{ об/мин.}$$

При работе одного двигателя *II* получим

$$n'' = \frac{60 \cdot f_1}{p_2} = \frac{60 \cdot 50}{4} = 750 \text{ об/мин.}$$

Мощность между двигателями *I* и *II* при каскадном соединении согласно уравнению (222,2) будет распределяться следующим образом:

$$\frac{P_1}{P_2} = \frac{p_1}{p_2} = \frac{6}{4} = \frac{3}{2}.$$

Таким образом мы видим, что при указанных условиях двигатель *I* будет нагружен на 50% больше, чем двигатель *II* (фиг. 259).

При выборе машин агрегата это обстоятельство должно быть принято во внимание.

Пример II. Если бы числа полюсов в обеих машинах *I* и *II* в предыдущем примере были одинаковы (например, $p_1 = p_2 = 6$), то мы получили бы

$$n = \frac{60 \cdot f_1}{p_1 + p_2} = \frac{60 \cdot 50}{6 + 6} = 250 \text{ об/мин.}$$

Мы видим, что в этом случае агрегат будет вращаться со скоростью, приблизительно равной половине синхронной скорости каждой машины *I* или *II* в отдельности.

**§ 223. Эквивалентная схема для каскадного соединения.** Для каскадного соединения двух асинхронных двигателей (фиг. 259) можно составить эквивалентную схему; такая схема изображена на фиг. 261.

Эта схема составлена для простейшего случая, когда оба двигателя имеют одинаковое число витков в статоре и роторе и одинаковое число полюсов.

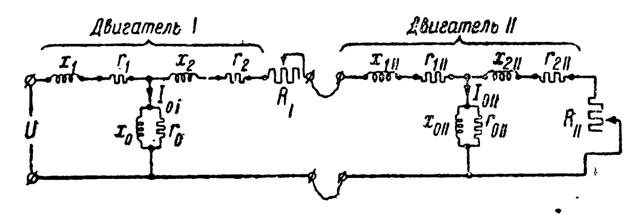
Как видно из фиг. 261, эта эквивалентная схема может быть образована путем соединения двух эквивалентных схем для каждого двигателя в отдельности.

На этой эквивалентной схеме (фиг. 261) означают:

двигатель *I*:
- $x_1$ — реактивное сопротивление фазы статора;
- $r_1$ — активное сопротивление фазы статора;
- $x_2$ — реактивное сопротивление фазы ротора;
- $r_2$ — активное омическое сопротивление ротора;
- $R_1$ — сопротивление, характеризующее нагрузку двигателя *I*;
- $I_{01}$ — ток холостого хода;

$x_{1II}$ — реактивное сопротивление фазы статора;
$r_{1II}$ — активное сопротивление фазы статора;
$x_{2II}$ — реактивное сопротивление фазы ротора;  } двигатель *II*
$r_{2II}$ — активное сопротивление фазы ротора;
$I_{0II}$ — ток холостого хода;
$R_{II}$ — нагрузка.

**§ 224. Ток холостого хода в статоре двигателя *I*** (фиг. 259). Холостому ходу каскадного агрегата на эквивалентной схеме фиг. 261 соответствует разомкнутое сопротивление $R_{II}$. В этом случае к статору двигателя *I* будет притекать только намагничивающий ток [1].




Фиг. 261. Схема замещения для „каскада".

Как видно на фиг. 261, величина этого намагничивающего тока в нашем случае будет равна приближенно сумме

$$I_0 \approx I_{0I} + I_{0II}. \tag{224,1}$$

Таким образом отсюда мы видим, что ток холостого хода, текущий в статоре двигателя *I* каскадного агрегата, будет больше, чем тот же ток $I_{0I}$, который протекал бы, если бы двигатель *I* работал в одиночку.

Если в каскад будут соединены два совершенно однотипных, с одинаковым числом полюсов, двигателя можно приближенно предположить, что при холостом ходе будет $I_{0I} \approx I_{0II}$; в этом случае согласно уравнению (224,1) найдем, что

$$I_0 \approx 2I_{0II},$$

т. е. что ток холостого хода при соединении в каскад удвоится по сравнению с тем током, который протекал бы в статоре машины *I*, если бы она работала в одиночку.

**§ 225. Ток, текущий в статоре двигателя *I* при неподвижном агрегате** (фиг. 259). Для того чтобы найти величину этого тока $I_{kI}$, обратимся снова к эквивалентной схеме фиг. 261.

При этом для упрощения задачи предположим, что обе ветви, по которым текут токи холостого хода $I_{0I}$ и $I_{0II}$, разомкнуты.

Обратим внимание на то, что при неподвижном агрегате сопротивления $R_I$ и $R_{II}$ (характеризующие нагрузку обеих машин) должны быть замкнуты на короткое.

В этом случае мы будем иметь дело с последовательным соединением четырех реактанцев.

---

[1] Если пренебречь потерями холостого хода.

$$(x_1 + x_2 + x_{1II} + x_{2II})$$

и четырех омических сопротивлений $(r_1 + r_2 + r_{1II} + r_{2II})$.

Если обозначить суммарный импеданц машины *I* через $z_I$ и машины *II* через $z_{II}$, то ток короткого замыкания будет

$$\dot{I}_k = \frac{\dot{U}}{z_I + z_{II}}.$$

Если предположить, что у нас в каскад соединены две совершенно однотипные машины (так что $z_I \approx z_{II}$), мы получим

$$\dot{I}_k \approx \frac{\dot{U}}{2z_I};$$

полученный нами результат показывает, что ток короткого замыкания каскадного агрегата, состоящего из двух одинаковых машин, уменьшится вдвое по сравнению с тем током, который протекал бы в одной машине.

**§ 226. Коэфициент мощности при каскадных схемах.** Коэфициент мощности при каскадном соединении асинхронных двигателей (фиг. 259) бывает, вообще говоря, невысокий.

При этом $\cos\varphi$ агрегата всегда получается ниже, чем $\cos\varphi$ каждой машины агрегата в отдельности.

Причина такого понижения $\cos\varphi$ связана с тем обстоятельством, что обмотка ротора первого двигателя $R_1$ (фиг. 259) включена на клеммы статора $S_2$ второго двигателя, который представляет собой относительно большое индуктивное сопротивление.

Уменьшение коэфициента мощности агрегата, кроме того, связано с увеличением тока холостого хода первого двигателя при каскадном соединении.

Низкий $\cos\varphi$ является общим недостатком всех каскадных схем, в которых участвуют только асинхронные двигатели.

В этом случае, если в каскадной схеме кроме асинхронных машин имеются еще коллекторные, $\cos\varphi$ всей установки, как будет видно ниже, может быть значительно повышен.

**§ 227. Явление Гергеса.** Асинхронный двигатель с многофазной обмоткой в статоре и однофазной в роторе, как показывает опыт, может устойчиво работать при скорости, равной приблизительно половине синхронной:

$$n \approx \frac{60 f_1}{2p}.$$

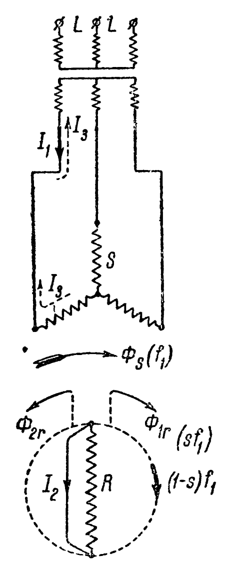
Это явление было впервые замечено Гергесом и потому носит его имя.

Рассмотрим явления, происходящие в двигателе с многофазным статором и однофазным ротором.

На фиг. 262 схематически изображен такой двигатель. Здесь означают: $S$ — статор; $R$ — ротор; $L$ — $L$ — клеммы линии.

Явления, происходящие в этом двигателе при работе, заключаются в следующем:

Вращающееся магнитное поле $\Phi_s$, создаваемое статорной обмоткой, пересекает провода обмотки ротора и наводит в ней ток $I_2$ периодичности скольжения, равной $s \cdot f_1$ (где $f_1$ — число периодов тока сети, а $s$ — скольжение). Пульсирующее поле частоты $s \cdot f_1$, вызванное током $I_2$ однофазной обмотки ротора, мы можем разложить на 2 магнитных потока половинной амплитуды, вращающихся во взаимно противоположные стороны со скоростью $s \cdot f_1$ относительно проводов обмотки ротора: поток $\Phi_{1r}$, вращающийся в ту же сторону, что и поток $\Phi_s$ („прямое поле"), и поток $\Phi_{2r}$, вращающийся относительно обмотки ротора в противоположную сторону („инверсное поле"). На фиг. 257 $\Phi_{1r}$ вращается по направлению вращения стрелки часов, а $\Phi_{2r}$ — в сторону обратную. Предполагая для простоты, что число полюсов двигателя равно двум, найдем, что число оборотов ротора в секунду будет равно $(1 - s) f_1$.




Фиг. 262. Двигатель с однофазным ротором.

„Прямое поле" $\Phi_{1r}$ в пространстве будет вращаться с суммарной скоростью: $(1 - s) \cdot f_1 + s \cdot f_1 = f$ об/сек, т. е. поток $\Phi_{1r}$ будет вращаться в пространстве с той же скоростью и в ту же сторону, что и поток $\Phi_s$, создаваемый статорной обмоткой.

„Инверсное поле" $\Phi_{2r}$ будет перемещаться в пространстве со скоростью, равной разности скоростей $(1 - s) f_1 - s \cdot f_1 = (1 - 2s) f_1$.

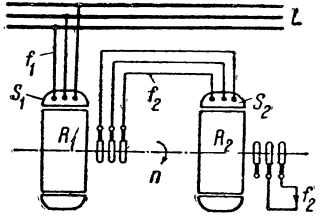
Таким образом мы видим, что поток $\Phi_{2r}$ при скольжениях ротора, меньших половины, будет перемещаться в пространстве в сторону, обратную вращению двигателя; при $s = \frac{1}{2}$ (т. е. при половинной синхронной скорости) $\Phi_{2r}$ будет расположен в пространстве неподвижно.

„Прямое поле" $\Phi_{1r}$ складывается геометрически с потоком $\Phi_s$ статора в одно результирующее поле, „инверсное" же поле $\Phi_{2r}$ индуктирует в статорной обмотке ток $I_3$ периодичности $(1-2s) \cdot f_1$; ток $I_3$ замыкается через провода сети и обмотку генератора или трансформатора, питающего сеть, как показано пунктирными стрелками на фиг. 257. Поток $\Phi_{2r}$, как было сказано выше, располагается в пространстве неподвижно при $s = \frac{1}{2}$; при скорости, немного превосходящей эту величину, вращающий момент, образованный благодаря взаимодействию потока $\Phi_{2r}$ и тока в статоре $I_3$, делается отрицательным; если величина этого момента окажется при этом больше, чем величина момента вращения, вызванного взаимодействием статорного потока и тока в роторе, то двигатель не сможет перейти этой скорости и будет устойчиво работать при скорости, равной немного меньше половине синхронной (явление Гергеса).

**§ 228. Явления, происходящие при каскадном соединении асинхронных двигателей с однофазным ротором.** До сих пор вышеописанное явление Гергеса было известно только в двигателях, работающих

в одиночку. Чрезвычайно интересно также исследовать вопрос, как будут вести себя асинхронные двигатели в каскадном соединении в том случае, когда ротор одного из них однофазный.

Насколько известно автору этой книги, этот вопрос до сих пор еще никем затронут не был, поэтому в настоящей главе сделана попытка исследовать каскадное соединение с этой точки зрения [1].



Фиг. 263. Каскадное соединение (автора).

На фиг. 263 и 264 схематически изображено такое каскадное соединение двух асинхронных двигателей.

На этой фигуре означают:

$L$ — трехфазную линию;

$S_1$ — статор первого двигателя;

$R_1$ — ротор первого двигателя;

$S_2$ — статор второго двигателя;

$R_2$ — ротор второго двигателя.

Как видно из этой фигуры, ротор первого двигателя соединен со статором второго двигателя, и оба ротора агрегата сидят на одном общем валу.

Если замкнуть на короткое только одну фазу ротора $R_2$ второго двигателя, как показано на фиг. 263, то можно ожидать по аналогии с явлением Гергеса в одном двигателе, что каскадный агрегат также приобретает способность работать устойчиво с несколькими новыми скоростями.

Постараемся найти эти скорости. Обозначим:

$p_1$ — число пар полюсов первого статора;

$p_2$ — число пар полюсов второго „

$f_1$ — число периодов тока сети;

$s_1$ — скольжение ротора первого двигателя;

$s_2$ — скольжение ротора второго „

$n$ — число оборотов в минуту агрегата;

$n_1$ — скорость вращающегося потока $\Phi_1$ относительно статорной обмотки первого двигателя, создаваемого токами частоты сети $f_1$;

$f_2$ — число периодов тока в роторе первого двигателя, вызываемого потоком $\Phi_1$;

$n_2$ — скорость вращающегося потока $\Phi_2$ относительно статорной обмотки второго двигателя $S_2$, вызванного токами частоты $f_2$;

$f_3$ — число периодов токов „скольжения“, вызванных „инверсным полем“ $\Phi_2''$ в статоре второго двигателя;

$n_3$ — скорость поля $\Phi_3$ относительно обмотки ротора $R_1$ первого двигателя, вызванного токами частоты $f_3$;

$f_4$ — число периодов токов „скольжения“, вызванных потоком $\Phi_3$ в статоре $S_1$ первого двигателя.

---

[1] Проф. К. И. Шенфер, Каскадное соединение двух асинхронных двигателей с однофазным ротором. Труды Государственного эксперимент. электротехнического института № 5, 1924. Prof. Claudias Schenfer, Die Kaskadenschaltung zweier Asynchronmotoren, von denen einer einen Einphasenrotor bezitzt, „Elektr. Zeitschr.“ № 22, 1925, и „Elektr. und Masch“, № 27, 1925.

Токи периодичности сети $f_1$, текущие в статорной обмотке $S_1$ первого двигателя (фиг. 264), вызывают в ней вращающееся магнитное поле $\Phi_1$; число оборотов в минуту этого поля будет

$$n_1 = \frac{60 \cdot f_1}{p_1}. \qquad (228,1)$$

Если при этом агрегат будет вращаться с числом оборотов $n$ в ту же сторону, что и поле $\Phi_1$, последнее вызовет в роторе токи периодичности $f_2 = s_1 f_1$; имея в виду, что $s_1 = 1 - \frac{n}{n_1}$, получим

$$f_2 = f_1\left(1 - \frac{n}{n_1}\right),$$

или на основании уравнения (228,1)

$$f_2 = f_1 - \frac{np_1}{60}. \qquad (228,2)$$

Токи периодичности $f_2$ создают вращающийся поток $\Phi_2$ в статоре $S_2$ второго двигателя; число оборотов этого потока будет

$$n_2 = \frac{60 f_2}{p_2}. \qquad (228,3)$$

Поле $\Phi_2$ вызывает в роторе $R_2$ второго двигателя (фиг. 264) токи периодичности скольжения $s_2 f_2$, где

$$s_2 = 1 - \frac{n}{n_2}. \qquad (228,4)$$

Если ротор второго двигателя будет однофазным, как это показано на фиг. 262, то ток периодичности скольжения вызовет в нем пульсирующее однофазное поле, которое можно разложить на 2 потока, вращающихся в разные стороны с одинаковой относительно обмотки $R_2$ скоростью: „прямое поле" $\Phi_{1r}$ и „инверсное поле" $\Phi_{2r}$.

Поле $\Phi_{2r}$, так же как это было указано выше в § 227 для одного двигателя, вызовет в статоре $S_2$ токи, частота которых $f_3$ будет отличаться от частоты $f_2$; связь между этими частотами получится из уравнения

$$f_3 = (2s_2 - 1) f_2.$$

Присоединяя сюда уравнения (228,3) и (228,4), получим

$$f_3 = f_2 - 2\frac{np_2}{60}. \qquad (228,5)$$

Токи частоты $f_3$, индуктированные в статоре $S_2$ второго двигателя, как видно из фиг. 264, будут циркулировать также и в роторе $R_1$ первого двигателя и вызовут в нем вращающееся поле $\Phi_3$; число оборотов этого вращающегося поля относительно ротора будет

$$n_3 = \frac{60 f_3}{p_1}. \qquad (228,5')$$

Поле $\Phi_3$ будет вращаться в сторону, обратную вращению агрегата (фиг. 264), и потому будет перемещаться относительно статора $S_1$

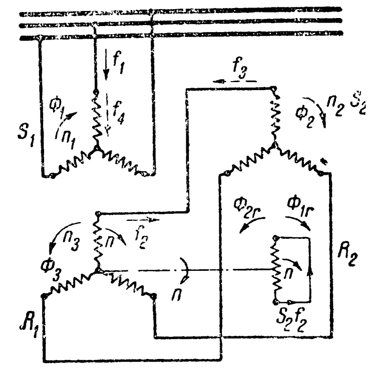
первого двигателя со скоростью скольжения и будет наводить в нем токи с числом периодов

$$f_4 = f_3\left(1 - \frac{n}{n_3}\right), \qquad (228,6)$$

или на основании уравнения (228,5′)

$$f_4 = f_3 - \frac{np_1}{60}. \qquad (228,7)$$

Отсюда мы видим, что в статоре второго двигателя, а также в статоре и роторе первого двигателя будет циркулировать токи двух разных частот. На фиг. 264 токи частот $f_3$ и $f_4$, вызванные инверсным полем ротора второго двигателя, показаны пунктирными стрелками. В случае трехфазных роторов эти токи частот $f_3$ и $f_4$ исчезают.



Фиг. 264. „Каскад“ автора.

Токи с частотой $f_3$ и $f_4$, взаимодействуя с соответственными потоками, могут образовать вращающие моменты, которые при известных условиях могут иметь положительные или отрицательные значения. Благодаря наличию этих дополнительных моментов каскадный агрегат может работать устойчиво при нескольких скоростях.

Найдем эти скорости.

Первая устойчивая скорость. Как было сказано выше, поле $\Phi_3$, создаваемое токами частоты $f_3$ в роторной обмотке $R_1$, в пространстве перемещается со скоростью, равной разности скорости агрегата $n$ и относительной скорости вращения поля $n_3 = \frac{60 f_3}{p_1}$; при $n = n_3 = \frac{60 f_3}{p_1}$ поле $\Phi_3$ в пространстве делается неподвижным, и вследствие этого частота $f_4 = 0$.

При $n > n_3$ крутящий момент, вызванный взаимодействием поля $\Phi_3$ и токов частоты $f_4$, текущих в статоре $S_1$ (фиг. 264), делается отрицательным, т. е. тормозит движение агрегата. Если при этом тормозящий момент будет больше или в крайнем случае равен положительному моменту агрегата, создаваемому потоками, вращающимися в сторону вращения агрегата, то последний не будет в состоянии перейти эту критическую скорость. Таким образом условием, на основании которого может быть найдена эта критическая скорость, будет

$$f_4 = 0,$$

или на основании (228,7)

$$n = \frac{60 f_3}{p_1}.$$

Преобразуя это выражение на основании уравнений (228,5) и (228,2), получим

$$n = 60\,\frac{\left[\left(f_1 - \frac{np_1}{60}\right) - 2\,\frac{np_2}{60}\right]}{p_1},$$

или

$$n=\frac{60 f_1}{2(p_1+p_2)}. \qquad (228,8)$$

Полученное выражение показывает, что при однофазном роторе второго двигателя агрегат стремится к синхронной скорости, которая соответствует двигателю с удвоенной суммой пар полюсов обеих машин.

Если бы ротор второго двигателя был многофазным, то, как известно, каскадный агрегат стремился бы к синхронной скорости, соответствующей сумме пар полюсов обеих машин:

$$n=\frac{60 f_1}{p_1+p_2}. \qquad (228,9)$$

Таким образом простым размыканием цепи двух фаз второго ротора и превращением его в однофазный мы получаем возможность уменьшить скорость агрегата вдвое.

Сравнение уравнений (228,8) и (228,9) между собой показывает, что каскадный агрегат с однофазным ротором второго двигателя по своим свойствам сходен с каскадным агрегатом из четырех многофазных двигателей.

Разница только та, что в этом четырехмашинном агрегате в каждой из обмоток текут токи одной только периодичности, в то время как при двух машинах и однофазном роторе в обмотках машин текут токи двух разных частот (фиг. 264).

Интересно проследить путь и превращения энергии в двухмашинном агрегате с однофазным ротором (фиг. 264). Электрическая энергия тока частоты $f_1$, подведенная к статору $S_1$ первого двигателя, передается ротору $R_1$ при посредстве вращающегося потока $\Phi_1$. При этом первая машина работает частично как двигатель, частично как преобразователь числа периодов, передавая неиспользованную энергию тока частоты $f_2$ статору $S_2$ второго двигателя. Здесь эта энергия при посредстве вращающегося потока $\Phi_2$ передается однофазному ротору $R_2$. В последнем электрическая энергия превращается в механическую форму только частично; неиспользованная же часть энергии при посредстве „инверсного поля" $\Phi_r$ передается обратно статору $S_2$.

Из статора $S_2$ энергия в виде тока частоты $f_3$ подводится к ротору $R_1$ первого двигателя и отсюда при помощи вращающегося потока $\Phi_3$ перекачивается обратно в статор $S_1$ первого двигателя в форме тока частоты $f_4$, который замыкается через линейные провода $L$ и затем через обмотку генератора или трансформатора, питающего эту линию.

Таким образом мы видим, что энергия, подводимая к агрегату, сначала течет в направлении от первой машины ко второй, доходит до однофазного ротора и затем течет в обратном направлении, возвращаясь к статору первого двигателя в виде тока частоты скольжения.

Вторая устойчивая скорость. „Инверсное поле" $\Phi_{2r}$, вызванное однофазным ротором, как уже было сказано выше, останавливается в пространстве при скольжении $s_2=\frac{1}{2}$; при скорости агрегата немного

выше этой „инверсное поле“ образует тормозящий момент, поэтому агрегат вращается устойчиво при скорости близкой к

$$s_1 = \frac{1}{2};$$

это выражение на основании уравнения (228,4) можно переписать так:

$$1 - \frac{n}{n_2} = \frac{1}{2};$$

подставляем сюда выражение для $n_2$ из уравнения (228,3) и выражение для $f_2$ из уравнения (228,2) и, решая полученное уравнение относительно $n$, получим искомую величину

$$n = \frac{60f_1}{p_1 + 2p_2}. \qquad (228,10)$$

Сравнивая это выражение с уравнением (228,9), замечаем, что вторая устойчивая скорость агрегата лежит выше первой. Самостоятельно агрегат этой второй скорости, даваемой уравнением (228,10), достигнуть не может. Для того чтобы довести агрегат до этой скорости, нужно или его развернуть при помощи какого-нибудь вспомогательного двигателя или сделать на время ротор второго двигателя многофазным, замкнувши все три его фазы. При работе агрегата со скоростью, близкой к даваемой уравнением (228,10), частота $f_3$, вызываемая „инверсным полем“, делается небольшой. Наоборот, частота $f_4$ при этих условиях в значительной мере увеличивается, так как поле $\Phi_3$ начинает в пространстве при этом перемещаться быстрее.

При этом токи возросшей частоты $f_4$, замыкающиеся через провода линии и обмотки генератора, встречают на своем пути большее кажущееся сопротивление, вследствие чего тормозящий (генераторный) момент, вызываемый этими токами, обычно не может при этих условиях достигнуть большой величины.

Третья устойчивая скорость. Для получения этой скорости необходимо приравнять к нулю число периодов в роторе $R_2$ второго двигателя:

$$s_2 f_2 = 0,$$

или

$$s_2 = 0,$$

что на основании уравнения (228,4) приводит к

$$1 - \frac{n}{n_2} = 0.$$

Присоединяя сюда уравнения (228,2) и (228,3), найдем

$$n = \frac{60f_1}{p_1 + p_2}. \qquad (228,11)$$

Получилось известное выражение для синхронного числа оборотов обычного каскадного соединения (с многофазными роторами).

Агрегат с однофазным ротором может вращаться устойчиво со скоростью, близкой к даваемой уравнением (228,11), но должен быть предварительно развернут от вспомогательного двигателя или какимлибо другим способом.

Четвертая устойчивая скорость. Эта скорость может быть найдена из условия

$$f_2 = 0,$$

что на основании уравнения (228,2) приводит к выражению

$$n = \frac{60 f_1}{p_1}. \qquad (228,12)$$

Полученное уравнение показывает, что агрегат может также устойчиво работать при скорости, близкой к скорости вращающегося $\Phi_1$ первого двигателя. Самостоятельно дойти до этой скорости агрегат, однако, не может.

**§ 229. Практическое значение схемы.** Как было выяснено, превращая вторичную обмотку второго двигателя каскадного агрегата из трехфазной в однофазную, мы получаем две новых устойчивых скорости агрегата:

$$n_{\text{I}} = \frac{60 f_1}{2(p_1 + p_2)}$$

и

$$n_{\text{II}} = \frac{60 f_1}{p_1 + 2p_2}.$$

Желая, однако, использовать эти две новые скорости для целей регулировки числа оборотов агрегата, мы наталкиваемся на следующие два затруднения: это — низкий $\cos\varphi$ и явления „биений тока“ в статорной цепи первого двигателя, которые вызываются токами частоты $f_4$ и которые могут вредно отразиться на других приемниках электрической энергии, приключенных к той же сети, что и каскадный агрегат.

Биения тока в проводах линии могут быть сделаны значительно меньше путем включения трансформатора между статорной обмоткой первого двигателя и сетью. Роль этого трансформатора сводится к тому, что он „задерживает“ токи низкой частоты $f_4$ и свободно пропускает относительно высокую частоту сети $f_1$, являясь, таким образом, до некоторой степени „электрическим фильтром“.

Вследствие перечисленных выше недостатков (низкий $\cos\varphi$ и „биения тока“) эта схема может найти применение в редких случаях, когда требуется пониженная скорость агрегата.

**§ 230. Каскадное соединение асинхронных двигателей с переключением числа полюсов [1].** Соединяя два описанных выше метода (каскадное соединение и переключение числа полюсов), мы можем расширить диапазон регулирования скорости.

В виде примера на фиг. 265 показан агрегат, состоящий из двух сидящих на общем валу асинхронных двигателей, выполненный заводом

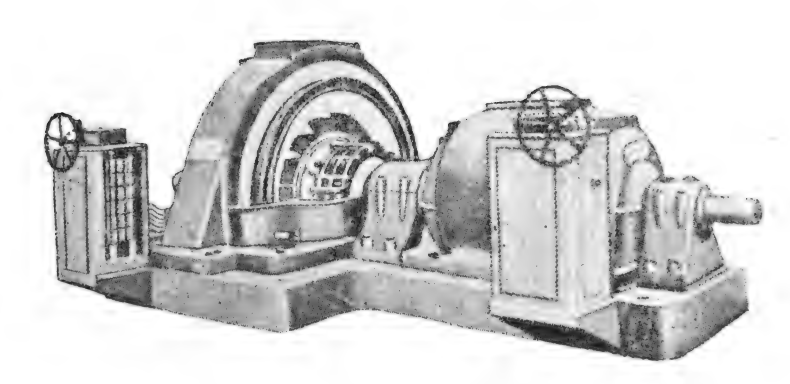
---

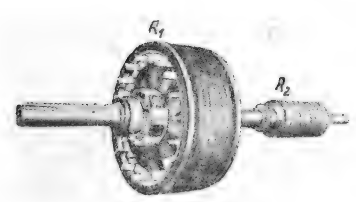
[1] Miles Walker, The control of the Speed and Power Factor of Induction Motors, 1924.

„Эрликон" в Швейцарии; скорость этого агрегата может быть регулируема как при помощи переключения числа полюсов, так и по методу каскадного соединения. Главный двигатель имеет в статоре обмотку, которая может переключаться с 12 на 24 полюса; вспомогательный двигатель допускает изменение числа полюсов с 2 на 4.

Главный двигатель предназначен для приключения к трехфазной сети на 500 V и 20,8 периодов; его мощность равна 1 600 *л. с.*

Агрегат фиг. 265 дает возможность получить следующие скорости:






Фиг. 265. Каскадный агрегат для прокатного стана (завод Эрликон в Швейцарии). I — главный асинхронный двигатель на 1 600 *л. с.*; II — вспомогательный двигатель на 257 *л. с.*; $R_1$ — ротор главного двигателя; $R_2$ — ротор вспомогательного двигателя.

Первая скорость. Один главный двигатель при числе полюсов в статоре $2p = 12$; скорость

$$n = \frac{60 f_1}{p_1} = \frac{60 \cdot 20{,}8}{6} = 208 \text{ об/мин.}$$

Мощность агрегата при этом будет 1 600 *л. с.*

Вторая скорость. Главный двигатель $(2p = 12)$ и вспомогательный $(2p_2 = 2)$ соединены в каскад:

$$n = \frac{60 \cdot f_1}{p_1 + p_2} = \frac{60 \cdot 20{,}8}{6 + 1} = \frac{60 \cdot 20{,}8}{7} = 178 \text{ об/мин.}$$

Третья скорость. Главный двигатель $(2p_1 = 12)$; вспомогательный двигатель $(2p_2 = 4)$:

$$n = \frac{60 \cdot f_1}{p_1 + p_2} = \frac{60 \cdot 20{,}8}{6 + 2} = 158 \text{ об/мин.}$$

Четвертая скорость. Работает один главный двигатель при $2p = 24$:

$$n = \frac{60 f_1}{p_1} = \frac{60 \cdot 20{,}8}{12} = 104 \text{ об/мин.}$$

Характерные данные описанного здесь агрегата для наглядности еще раз даны в табл. 22.

ТАБЛИЦА 22[1]

| Мощность агрегата в *л. с.* | Число машин в каскадной схеме | Число об/мин |
|---|---|---|
| 1 600 | Один главный двигатель ($2p_1=12$) . . . | 208 |
| 1 370 | Главный двигатель ($2p_1=12$) и вспомогательный двигатель ($2p_2=2$) . . . . . | 178 |
| 1 200 | Главный двигатель ($2p_1=12$) и вспомогательный двигатель ($2p_2=4$) . . . . . | 158 |
| 800 | Один главный двигатель ($2p_1=24$) . . . | 104 |

На фиг. 265 показаны оба ротора $R_1$ и $R_2$ вышеописанного агрегата; при этом бросаются в глаза относительно малые размеры ротора $R_2$ по сравнению с $R_1$.

Выше мы выяснили, что мощности машин каскадной схемы относятся между собой как числа полюсов; имея это в виду в нашем случае, получим

$$\frac{P_1}{P_2}=\frac{p_1}{p_2}=\frac{12}{4}=3.$$

Зная, что при $p_1=12$ главный двигатель развивает мощность в 800 *л. с.* (см. таблицу), найдем мощность вспомогательного двигателя

$$P_2=\frac{P_1}{3}=\frac{800}{3}=257 \text{ л. с.}$$ [1]

**§ 231. Обзорная таблица каскадных схем.** Ниже приводятся в табличной форме основные данные, касающиеся каскадных схем соединения двух асинхронных машин.

**§ 232. Двухмоторная схема (для подъемников).** При электрическом оборудовании подъемников приходится считаться с требованием точной остановки подъемной клети по этажам (фиг. 266).

Для этой цели иногда применяют два асинхронных двигателя *I — II* с разным числом полюсов, сидящих на общем валу, как показано на фиг. 266 [2].

Здесь двигатель *I* имеет большее число полюсов, чем двигатель *II* (часто берут $\frac{p_1}{p_2}=2$) и служит для начала подъема груза $\theta$ с малой скоростью.

Двигатель *II*, имеющий меньшее число полюсов (и следовательно, более быстроходный) служит для подъема груза с большой скоростью.

---

[1] К фиг. 265.

[2] См. A. f. E. 1936, стр. 58; E. u. M. 1935, стр. 618.

ТАБЛИЦА 23

**Различные схемы каскадного соединения 2-х асинхронных двигателей**

| Наименование каскадного соединения | Схема | Число оборотов каскадного агрегата | Примечание |
|---|---|---|---|
| Обычное каскадное соединение | | $\frac{60f_1}{p_1+p_2}$ | Асинхронный |
| Каскадное соединение Danielson'a | | $\frac{60f}{p_1-p_2}$ | » |
| Соединение Ionas'a | | $\frac{2\cdot 60\cdot f_1}{p_1+p_2}$ | Синхронный |
| Второе соединение Ionas'a | | $\frac{2\cdot 60\cdot f_1}{p_1-p_2}$ | » |
| Соединение Шенфера | | $\frac{60f_1}{2(p_1+p_2)}$; $\frac{60f_1}{p_1+p_2}$ | Асинхронный; 2-й двигатель с однофазным ротором |

В этих схемах знак $\times$ означает, что поле другого мотора вращается в обратную сторону.

Как видно из фиг. 266, оба ротора машин *I* и *II* через посредство контактных колец присоединены к общему реостату *R* При пуске в ход ползушка реостата занимает левое положение, в каковой момент главную нагрузку несет низкооборотный двигатель *I*. Передвигая ползушку реостата *R* вправо, мы тем самым увеличиваем сопротивление цепи ротора машины *I* и уменьшаем сопротивление ротора быстрооборотной машины *II*, вследствие чего число оборотов агрегата постепенно возрастает. Этот метод регулирования скорости требует включения дополнительного сопротивления в цепь ротора асинхронных двигателей и отличается недостатком низкого к. п. д.

Для иллюстрации на фиг. 267 представлен крановый сдвоенный двигатель привода барабана подъемного крана.

Как видно из фиг. 267, здесь статоры обеих машин находятся в общей станине с двумя щитовыми подшипниками по бокам.

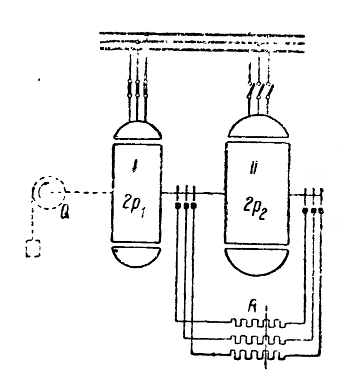
В отличие от вышеразобранной схемы один из двигателей на фиг. 266 (тихоходный) имеет короткозамкнутый ротор, а второй (быстроходный) — ротор с контактными кольцами.

Тихоходный двигатель дает возможность получать устойчивые низкие скорости и подъема, и опускания крюков в крановых установках.

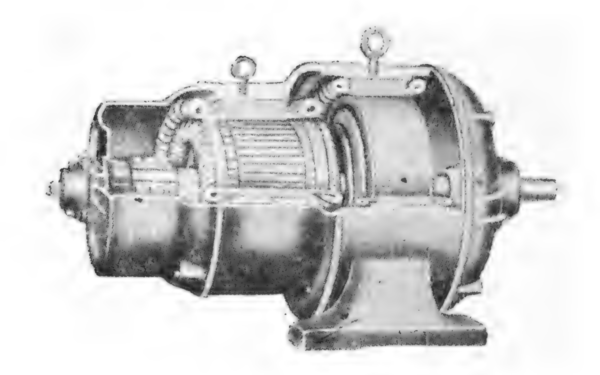
**§ 233. Регулирование скорости по методу инверсного поля.** Представим себе два асинхронных двигателя $A$ — $B$, сидящих на одном валу (фиг. 268).

Статор двигателя $B$ непосредственно приключен к сети, а статор двигателя $A$ — через трансформатор $T$ с регулируемым передаточным числом.

При этом начала фаз статора двигателя $A$ переставлены таким образом, что магнитное поле двигателя $A$ вращается в сторону, *обратную* по отношению к магнитному полю двигателя $B$ (в дальнейшем двигатель $A$ будем называть „инверсным"). Таким образом вращаемые моменты $A$ и $B$ действуют *друг против друга.*



Фиг. 266. Двухмоторная схема.


Фиг. 267. Сдвоенный асинхронный двигатель.

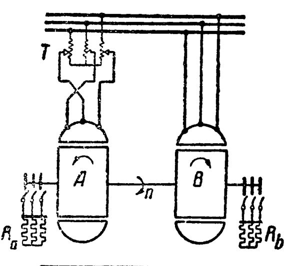
Включая различные сопротивления $R_a$ и $R_b$ в цепь роторов обеих машин, можно получить разнообразные кривые изменения числа оборотов в минуту в функции нагрузочного момента: $n = f(M)$.

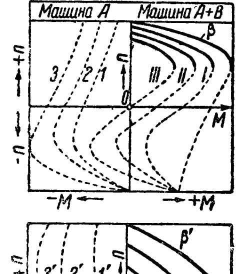
Сначала рассмотрим случай, когда реостаты $R_a$ и $R_b$ закорочены. Если двигатель $A$ отключен от сети и работает только один двигатель $B$, то характеристика оборотов машины будет представлена кривой $\beta$ на среднем чертеже фиг. 268. Если двигатель $A$ будет приключен к сети, причем ползушки трансформатора $T$ будут перемещены *книзу* для понижения напряжения на зажимах статора машины $A$, то кривая изменения крутящего момента $M$ в функции скорости $n$ для этой машины $A$ будет представлена в виде кривой $I$.

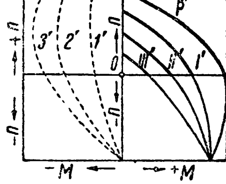
Так как обе машины $A$ и $B$ сидят на общем валу, причем вращательный момент машины $A$ направлен противоположно вращательному моменту машины $B$, то для получения результирующего момента вращения необходимо будет для разных скоростей из абсцисс кривой $\beta$ вычесть соответственные абсциссы кривой $I$, в результате чего получится результирующая кривая $I$ (средний чертеж фиг. 268).

Если ползушка трансформатора $T$ будет перемещена кверху, так что напряжение на зажимах „инверсного" двигателя $A$ возрастет, мы получим для этой машины кривую крутящих моментов $2$, а результирующая кривая агрегата представится в виде кривой $II$.

При еще большем напряжении на зажимах „инверсного“ двигателя кривая крутящих моментов получит очертания кривой *III*. В правом верхнем квадрате среднего чертежа части характеристик, соответствующие устойчивой работе, показаны жирными линиями. Кривые в правом нижнем квадрате среднего чертежа относятся к тому случаю, когда вал агрегата начинает вращаться в обратную сторону (такой случай, например, может представиться при опускании вниз клети подъемника и т. д.).



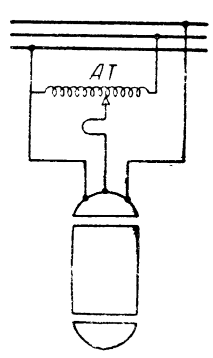

Фиг. 268. Регулирование скорости по методу инверсного поля.

В этом случае, как показывают кривые, мы имеем неустойчивый режим работы агрегата.

Большей устойчивости в работе можно добиться путем включения добавочных сопротивлений $R_a$ и $R_b$ в цепь роторов машин *A* и *B*. Характеристики, которые получатся при этом, изображены на нижнем чертеже фиг. 268.

Как видно из нижнего чертежа слева, характеристики *1'—2'—3'* „инверсной“ машины *A* изменили свои очертания; то же самое необходимо сказать о характеристике машины *B*, представленной внизу в виде кривой $\beta'$.

Вычитая соответственные абсциссы кривых *1'—2'—3'* из кривой $\beta'$, мы получим результирующие кривые *I'—II'—III'*, которые будут характеризовать применение числа оборотов агрегата при разных напряжениях на зажимах „инверсного“ двигателя.




Фиг. 269. Регулировка скорости по методу инверсного поля.

Сравнивая кривые *I'—II'—III'* нижнего чертежа фиг. 268 с кривыми *I—II—III* среднего чертежа, мы видим, что при включенных добавочных сопротивлениях в цепь роторов машин *A* и *B* получаются более устойчивые характеристики.

Рассматривая кривые *I'—II'—III'*, мы видим, что описанный здесь метод дает возможность широкой регулировки скорости агрегата. Как видно из нижнего чертежа фиг. 268, этот способ дает также возможность регулировки скорости агрегата при холостом ходе, чего нельзя добиться путем включения реостата в цепь ротора при работе только одного двигателя.

Два двигателя *A* и *B* на фиг. 268 можно соединить в один, причем статор такого двигателя необходимо питать несимметричным трехфазным током. На фиг. 269 показан такой двигатель; из этой фигуры видно, что две крайних клеммы статора приключены к сети, а средняя клемма статора получает питание через автотрансформатор *AT*.

Симметричная трехфазная система здесь получается при крайнем правом положении ползушки; по мере перемещения ее влево симметрия нарушается, вследствие чего в статоре двигателя появляется „инверсное“ поле.

При крайнем правом положении ползушки „инверсное“ поле исчезает совсем и, наоборот, максимального значения оно достигает при крайнем левом положении ползушки.

Необходимо здесь заметить, что регулирование скорости при помощи описанных здесь моторов (фиг. 268 и 269) сопряжено с большими потерями энергии.

## *ГЛАВА XXVI*

## КАСКАДНОЕ СОЕДИНЕНИЕ АСИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ С КОЛЛЕКТОРНЫМИ МАШИНАМИ [1]

**§ 234. Краткая история.** Недостатком регулирования скорости по методу каскадного соединения двух асинхронных машин является невозможность получения плавной регулировки скорости и низкий коэфициент мощности, получающийся при этом.

Эти недостатки отсутствуют в схемах каскадных соединений с коллекторными машинами (конвертерами) или трехфазными коллекторными машинами.

Возможность регулирования скорости асинхронных двигателей по методу каскадного соединения с коллекторными машинами была уже давно известна.

Вопросами регулирования скорости асинхронного двигателя по методу каскадного соединения в разное время занимались: Брагштадт и Лакур (Bragstadt, la-Cour, „DRP“ № 148305, 1902), Оснос (Osnos, „ETZ“, 1902, стр. 919), Вестингауз — Леблан (Westinghouse — Leblanc, 1903), Кремер (Kraemer „DRP“, № 177270, 1904), Мильх (Milch, „DRP“ № 191859, 1906), Шербиус (Scherbius, „DRP“ № 179525, 1905), Пунгс (Pungs, „B & B Cie“, 1910, „DRP“ № 241187), Коцизек (Kozisek, „SSW“) и др.

Шербиус (Scherbius) один из первых стал применять в схемах регулирования в качестве одной из вспомогательных машин асинхронный генератор [2], что дало возможность регулирующий вспомогательный агрегат сделать независимым от главной асинхронной машины.

---

[1] Кроме перечисленных в предыдущих главах схем каскадного соединения был еще предложен ряд других.

Литература по схемам двойного питания:

1) Проф. В. А. Толвинский, Трехфазный асинхронный двигатель двойного питания, „Электричество“ № 5—6, 1923.

2) Инж. С. М. Гохбер, Синхронные режимы трехфазной индукционной машины при двойном питании „Электричество“ № 8, 1925.

3) Проф. В. С. Кулебакин и инж. А. Н. Ларионов, „Труды Гос. экспер. электр. института“, вып. XII.

[2] Акад. К. И. Шенфер, Коллекторные двигатели переменного тока, Гостехиздат.

Для целей регулировки скорости Шербиус разработал конструкцию трехфазной коллекторной машины с выступающими главными и дополнительными полюсами.

Первые каскадные агрегаты Шербиуса допускали регулирование скорости только в сторону понижения числа оборотов главного асинхронного двигателя ниже синхронного.

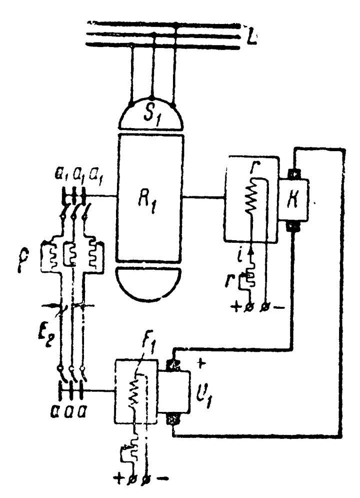
Затем, однако, путем небольшого усложнения схемы удалось осуществить регулировку скорости асинхронного двигателя в обе стороны: выше и ниже синхронной — Броун-Бовери и Дженераль Электрик Компани (Brown-Boweri, General Electric Co).

**§ 235. Краткий обзор схем соединения.** Как было выяснено выше, принцип регулировки скорости асинхронных двигателей по методу каскадного соединения состоит в том, что неиспользованная электрическая энергия „скольжения“ в роторе асинхронного двигателя, обусловленная понижением его числа оборотов, используется затем в других машинах; такими машинами могут быть или асинхронные двигатели, или двигатели постоянного тока, или, наконец, коллекторные двигатели, в соответствии с чем мы получаем следующие возможные способы экономического регулирования скорости асинхронных двигателей:

1) каскадное соединение двух асинхронных двигателей (глава XXV);

2) каскадное соединение асинхронного двигателя с двигателем постоянного тока (через посредство преобразователя тока);

3) каскадное соединение асинхронного двигателя с коллекторным.



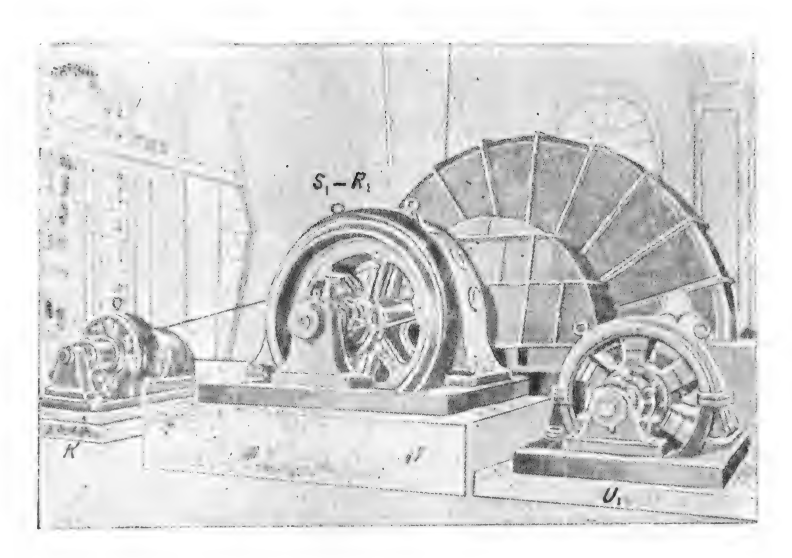

Фиг. 270. „Каскад“ с конвертором и машиной постоянного тока.

Каскадное соединение двух асинхронных двигателей, как было выяснено выше, допускает регулирование скорости большими скачками и отличается относительно низким коэфициентом мощности.

Два других метода (второй и третий), как будет видно ниже, свободны от этих недостатков.

**§ 236. Каскадное соединение асинхронного двигателя с машинами постоянного тока.** Каскадное соединение асинхронного двигателя с двигателем постоянного тока свободно от недостатков, присущих двум асинхронным машинам, соединенным в каскад, но зато требует добавочной машины: преобразователя переменного тока в постоянный; на фиг. 270 и 271 дана одна из таких схем; здесь $R_1$ обозначает ротор асинхронного двигателя (главный двигатель); $U_1$ — преобразователь, превращающий переменный ток ротора в постоянный; $\varrho$ — пусковое сопротивление; $K$ — двигатель с независимым возбуждением постоянного тока и $r$ — реостат для регулировки возбуждения двигателя. Благодаря наличию преобразователя $U_1$ энергия скольжения ротора $R_1$

после преобразования ее в постоянный ток может быть использована в вспомогательном двигателе $K$, сидящем на одном валу с главным двигателем $S_1 — R_1$. Регулирование скорости агрегата происходит путем изменения тока возбуждения двигателя $K$; так, например, при усилении магнитного потока возбуждения двигателя $K$ возрастает напряжение на коллекторе этого двигателя $K$ и преобразователя $U_1$, а в соответствии с этим возрастает и напряжение на контактных кольцах $a_1—a_1—a_1$ главного двигателя, и скорость главного двигателя уменьшается.




Фиг. 271. Каскадное соединение асинхронного двигателя с конвертором (фиг. 270). Мощность асинхронного двигателя 890 kW. Двигатель приводит во вращение шахтный вентилятор. $S_1 — R_1$ — главный двигатель; $K$ — двигатель постоянного тока; $U_1$ — одноякорный преобразователь. Регулирование происходит в пределах 285—170 об/мин.

**§ 237. Схема Кремера с шестифазным конвертором.** В схеме Кремера теперь обычно применяется шестифазный конвертор, так как последний отличается меньшими размерами по сравнению с трехфазным.

На фиг. 272 изображена такая схема Кремера с шестифазным конвертором. Как видно из этой фигуры, неиспользованная энергия ротора главного двигателя $A$ через посредство проводов подводится в виде переменного тока частоты скольжения к контактным кольцам одноякорного преобразователя $U$. В последнем происходит преобразование переменного тока в постоянный ток $I$.

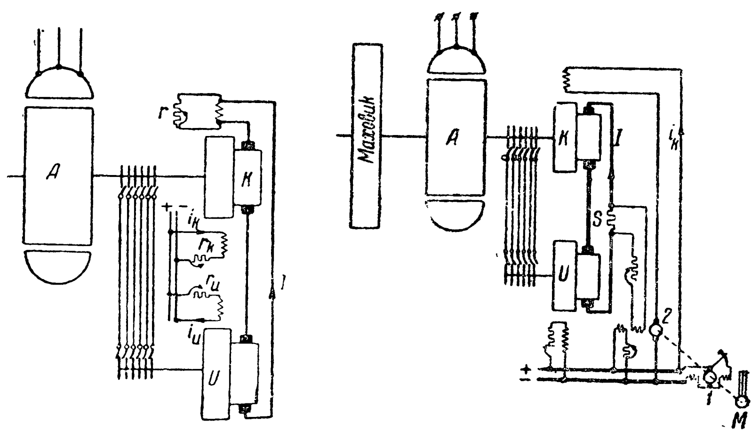
Током $I$ питается якорь $K$ двигателя постоянного тока, сидящего на одном валу с главным двигателем $A$ (двигатель $K$ и в дальнейшем будем называть вторичным двигателем, а двигатель $A$ — главным, или первичным, двигателем). Регулировка скорости главного двигателя $A$ осуществляется здесь путем изменения тока возбуждения вторичного

двигателя $i_k$, а регулировка $\cos\varphi$ главного двигателя — путем изменения тока возбуждения $i_u$ конвертора $U$. Принцип действия схемы Кремера (фиг. 272) в общих чертах заключается в следующем:

При увеличении тока возбуждения $i_k$ вторичного двигателя $K$ в схеме Кремера происходит, как известно, следующее: увеличивается напряжение на коллекторах машин $K$ и $U$, а вместе с тем и напряжение на контактных кольцах конвертора $U$ и главного двигателя $A$; вследствие этого должно возрасти скольжение главного двигателя $A$.

Компаундная обмотка машины $K$ дает возможность получить падающий характер характеристики числа оборотов агрегата, т. е. уменьшение скорости агрегата с возрастанием нагрузки на валу.

Степень наклона характеристики оборотов можно изменять, меняя сопротивление $r$, приключенное шунтом к компаундной обмотке.




Фиг. 272. „Каскад“ с шестифазным конвертором.

Фиг. 273. Каскад с вольтодобавочной машиной.

Увеличивая ток возбуждения $i_u$ конвертора $U$ и, таким образом, „перевозбуждая“ последний, мы можем заставить ток в роторе главного двигателя опережать по фазе э. д. с. ротора и можем, таким образом, улучшить $\cos\varphi$ главного двигателя, доведя его в случае необходимости до единицы.

*а) Устойчивость работы схемы Кремера.* При работе главного двигателя $A$ со скоростями, близкими к синхронной, частота тока на контактных кольцах получается малой, и одноякорный преобразователь $U$ при этих условиях работает весьма неустойчиво и часто выпадает из синхронизма [1].

Для того чтобы одноякорный преобразователь успевал достаточно быстро следовать в изменении своей скорости за изменениями скорости главного двигателя, необходимо, чтобы синхронизирующая сила конвертора была достаточно большой.

[1] Резких изменений частоты в роторе главного двигателя $A$ при колебаниях нагрузки можно избежать, посадив на вал главного двигателя маховик для уменьшения степени неравномерности хода; при этих условиях работа конвертора делается более устойчивой.

Величина этой синхронизирующей силы, как известно из теории синхронных машин, обратно пропорциональна кажущемуся сопротивлению цепи конвертора (включая обмотку конвертора, соединительные провода и обмотку ротора главного двигателя).

При относительно большом скольжении ротора главного двигателя частота тока, питающего конвертор со стороны контактных колец, также велика, и реактанц цепи конвертора $\Sigma x$ получается обычно значительно бо́льшим омического сопротивления $\Sigma r$, что дает благоприятные условия для образования большой синхронизирующей силы.

Наоборот, при малом скольжении главного двигателя и, следовательно, при малом числе периодов на контактных кольцах реактанц в соответственной мере уменьшается и делается в конце концов меньше омического сопротивления:

$$\Sigma x < \Sigma r,$$

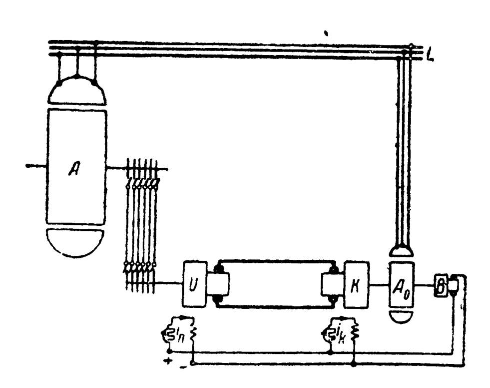
в результате чего условия для создания достаточной синхронизирующей силы ухудшаются. При этих условиях работа конвертора делается весьма неустойчивой, что может повлечь его выпадение из синхронизма. Отсюда видно, что при малых частотах большое омическое сопротивление цепи оказывает вредное влияние на устойчивость работы конвертора.

*б) Схема Кремера с вольтодобавочной машиной.* Вместо сериесной обмотки возбуждения вспомогательного двигателя $K$ (фиг. 272) завод Brown-Boveri применяет вольтодобавочную машину постоянного тока 2, как показано на фиг. 273.

Из этой фигуры видно, что машины возбуждения 1—2 приводятся во вращение небольшим двигателем $M$, сидящем на общем валу. Машина смешанного возбуждения $I$ питает обмотку возбуждения конвертора $U$. Обмотка возбуждения машины $K$ питается от двух машин 1—2, соединенных последовательно. Машина 2 имеет две обмотки возбуждения, из которых одна присоединена к шинам $+-$, а другая присоединена к клеммам шунта $S$.

При увеличении тока $I$ напряжение на концах шунта $S$ возрастает, в связи с чем поток машины 2 возрастает и возрастает также напряжение на коллекторе этой машины.

Ввиду этого при возрастании тока $I$ происходит также увеличение тока возбуждения $i_k$ машины $K$, это придает характеристике оборотов главного двигателя $A$ „падающий“ характер, т. е., другими словами, это значит, что главная машина $A$ приобретает свойства двигателя смешанного возбуждения.



Фиг. 274. Каскад Шербиуса.

**§ 238. Схема Шербиуса с машинами постоянного тока.** Вместо того чтобы энергию скольжения главного двигателя $A$ в форме постоян-

ного тока подводить к вспомогательному двигателю $K$, сидящему на общем валу $A$ (фиг. 272), можно вышеуказанным постоянным током питать двигатель $K$ независимого вспомогательного агрегата, состоящего из машины $K$, асинхронного генератора $A_0$ и возбудителя $B$ (фиг. 274).

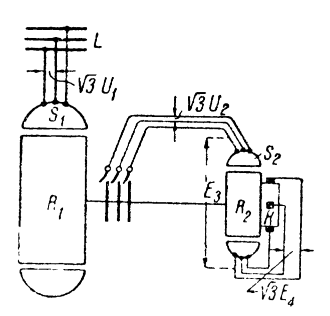
При условиях фиг. 274 неиспользованная в роторе $A$ энергия скольжения преобразуется при помощи конвертора $U$ в постоянный ток, подводится к двигателю постоянного тока $K$, и затем при помощи асинхронного генератора $A_0$, вращаемого этим двигателем $K$, возвращается обратно в сеть $L$.

**§ 239. Различные виды каскадных соединений.** В предыдущих параграфах мы изучали каскадные схемы, одной из особенностей которых было преобразование переменного тока ротора главного асинхронного двигателя в постоянный ток.

Такого преобразования можно избежать, применяя каскадное соединение асинхронного двигателя с коллекторным двигателем переменного тока.

При этом использование энергии „скольжения" главного двигателя может происходить трояким способом.

А. Энергия скольжения может превращаться в механическую; в этом случае коллекторный двигатель сажается на один вал с асинхронным (фиг. 275—277), мы получаем так называемое каскадное включение при непосредственном механическом соединении.



Фиг. 275. Схема Кремера с сериесным коллекторным двигателем.

В. Энергия скольжения может возвращаться обратно в сеть; в этом случае коллекторный двигатель механически не связан с главным двигателем (фиг. 278); питаемый роторным током главного двигателя, он приводит во вращение особый генератор (по большей части асинхронный), при посредстве которого происходит отдача электрической энергии скольжения обратно в сеть; на фиг. 278 означают: $S_1 - R_1$ — главный (асинхронный) двигатель; $S_2 - K_2$ — вспомогательный (коллекторный) двигатель; $S_3 - R_3$ — асинхронный генератор и $T$ — регулирующий трансформатор.

Достоинством такого соединения является механическая независимость регулирующего агрегата от главного двигателя; недостатком является несколько меньший к. п. д. по сравнению со схемой $A$; последний недостаток можно устранить, заменив регулирующий агрегат, состоящий из коллекторного двигателя и асинхронного генератора, одной машиной: преобразователем числа периодов; мы получим, таким образом:

С. Каскадное соединение асинхронного двигателя с преобразователем частоты. Перейдем к рассмотрению каждой из трех схем $A$, $B$ и $C$ в отдельности.

**§ 240. Каскадное соединение асинхронного двигателя с коллекторным при непосредственном механическом соединении (схема Кремера).** Асинхронный двигатель может быть соединяем в „каскад"

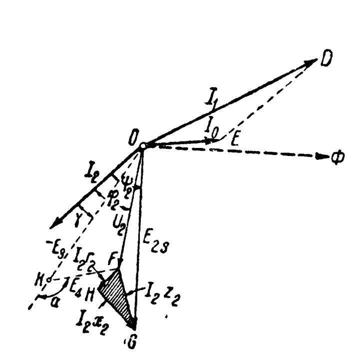
с коллекторным двигателем последовательного или шунтового возбуждения, и в соответствии с этим главный двигатель может получать „сериесную“ или „шунтовую“ характеристику числа оборотов.

На фиг. 275 показано каскадное соединение асинхронного двигателя с коллекторным двигателем последовательного возбуждения, сидящим на одном валу с первым. На фиг. 277 показано каскадное соединение с коллекторным двигателем шунтового возбуждения.

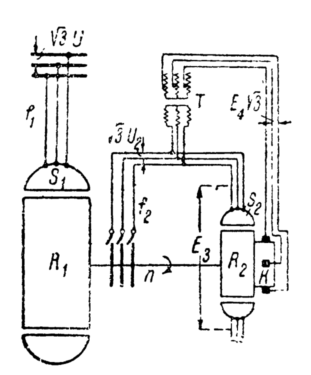
Остановимся сначала на первой схеме и рассмотрим векторную диаграмму для этого случая (фиг. 276).

По горизонтали здесь отложен вектор вращающегося потока первичного двигателя $O\Phi$. Далее, на векторной диаграмме означают:

$OG = E_{2s}$ — э. д. с. „скольжения“, индуктированную вращающимся потоком в обмотке ротора главного двигателя;



Фиг. 276. Векторная диаграмма для схемы Кремера (фиг. 275).



Фиг. 277. Каскад Кремера с шунтовым коллекторным двигателем.

$OF = U_2$ — напряжение на контактных кольцах ротора, меньшее, чем $E_{2s}$, на величину падения напряжения в обмотке ротора $FG = I_2 z_2$.

Напряжение $U_2$, приложенное к зажимам вторичного коллекторного двигателя (фиг. 276), уравновешивает, во-первых, э. д. с., индуктированную в обмотке статора коллекторного двигателя, $KO = -E_3$, и, во-вторых, э. д. с. ротора $KF = -E_4$; $E_3$ и $E_4$ сдвинуты друг относительно друга по фазе на $\measuredangle \alpha$, равный углу сдвига щеток по коллектору относительно оси статорной обмотки вспомогательного двигателя.

**§ 241. Мощность каскадного агрегата по схеме Кремера.** На основании векторной диаграммы (фиг. 276) постараемся определить величину механической мощности агрегата.

Так как оба двигателя — главный и вспомогательный (фиг. 275) — связаны между собой механически, то мощность всего агрегата должна равняться сумме механической мощности обоих двигателей.

Механическая мощность коллекторного двигателя, приходящаяся на одну фазу, при отсутствии потерь, может быть выражена так:

$$P_{mk} = U_2 \cdot I_2 \cos \varphi_2;$$

на основании векторной диаграммы (фиг. 276) определим активную слагающую э. д. с. $E_{2s}$ относительно $I_2$:

$$E_{2s}\cos\psi_2 = I_2 r_2 + U_2\cos\varphi_2,$$

или, так как

$$E_{2s} = s_1 E_1{}^{1},$$

то

$$s_1 E_1 \cos\psi_2 = I_2 r_2 + U_2\cdot\cos\varphi_2,$$

откуда

$$E_1\cos\psi_2 = I_2\frac{r_2}{s_1} + \frac{U_2\cos\varphi_2}{s_1};$$

на основании последнего равенства выразим мощность, передаваемую вращающимся потоком ротору главного двигателя:

$$P_s' = I_2 E_1\cos\psi_2 = I_2^2\frac{r_2}{s_1} + \frac{I_2 U_2\cos\varphi_2^2}{s_1},$$

откуда

$$s_1 P_s = I_2^2 r_2 + P_{mk},$$

т. е. другими словами: электрическая мощность „скольжения“, неиспользованная ротором главного двигателя, тратится отчасти на нагревание $V_2 = I_2^2 r_2$ и частью переходит в механическую — в коллекторном двигателе $P_{mk}$:

$$s_1 P_s = V_2 + P_{mk}.$$

Таким образом, пренебрегая потерями холостого хода и потерями меди в статоре главного двигателя, найдем полезную мощность асинхронного двигателя

$$P_{m_1} = P_s - s_1 P_s = (1 - s_1) P_s.$$

Мощность всего агрегата будет равна сумме мощностей

$$P_m = P_{m_1} + P_{mk};$$

$$P_m = (1 - s_1) P_s + (s_1 P_s - V_2);$$

. . . . . . . . . . . . . . .

$$P_m = P_s - P_2.$$

Отсюда видно, что при неизменном токе и меняющейся скорости мощность всего агрегата будет оставаться приблизительно постоянной[3], или, другими словами, вра-

[1] Здесь $s_1$ — скольжение ротора „первичного“ (асинхронного) двигателя относительно своего вращающегося потока.

[2] Необходимо при всех выводах в этом параграфе помнить, что для упрощения нами принято $k_1 w_1 = k_2 w_2$; поэтому здесь приведенные и действительные значения э. д. с. и токов совпадают, так что вместо $E_2'$ мы можем всюду писать $E_2 = E_1$ и вместо $I_2'$ — писать $I_2$.

[3] Так как при $I_2 = \text{const}$ $P_s = \text{const}$, потерями же $p_2$ вследствие их относительно небольшой величины можно пренебречь.

щающий момент агрегата будет изменяться обратно пропорционально скорости.

Следует отметить, что эта особенность свойственна всем вообще каскадным соединениям при непосредственном механическом соединении.

**§ 242. Влияние характера возбуждения вспомогательного двигателя на работу агрегата.** Характеристика скорости агрегата в значительной мере определяется типом вспомогательного двигателя; так, если последний — последовательного возбуждения, то весь агрегат получает более резко выраженную сериесную характеристику; действительно, при возрастании, например, нагрузки на валу главного двигателя магнитный поток вспомогательного двигателя увеличится, вследствие чего увеличится также напряжение у его зажимов $U_{k_2}$, равное напряжению на контактных кольцах главного двигателя (фиг. 275), что поведет к уменьшению скорости всего агрегата; при холостом же ходе величина тока вспомогательного двигателя будет невелика, напряжение у его зажимов $E_{k_2}$ будет также незначительно, и агрегат будет вращаться со скоростью, близкой к синхронной скорости главного двигателя; таким образом в этом случае мы получим характеристику числа оборотов, довольно круто опускающуюся книзу, начиная от синхронного числа оборотов главного двигателя и кончая нулевой скоростью.

Если вспомогательный двигатель — шунтового возбуждения (фиг. 277), то раз установленная скорость агрегата остается затем при изменении нагрузки почти постоянной.

**§ 243. Регулирование скорости при каскадном соединении асинхронного двигателя с шунтовым коллекторным двигателем.** Установка скорости агрегата при этом соединении происходит путем изменения передаточного числа трансформатора $T$ возбуждения; постараемся найти зависимость между величиной передаточного числа этого трансформатора $u_t$ и скоростью агрегата (фиг. 277).

При всяких скоростях агрегата должно существовать равновесие между э. д. с., индуктированной в роторе главного двигателя, $E_{2s} \approx U_2$, и э. д. с., индуктированной в статоре вспомогательного двигателя $E_3$ (за вычетом потерь напряжения); между последней э. д. с. $E_3$ и э. д. с. ротора вспомогательного двигателя $E_4$ (индуктированной, как и $E_3$, вращающимся потоком) должна существовать следующая зависимость:

$$E_4 = s_2 E_3,$$ [1]

где $s_2$ — скольжение вспомогательного двигателя относительно своего вращающегося потока; пренебрегая потерями напряжения, мы найдем, что э. д. с. ротора $E_4$ должна уравновешиваться напряжением на коллекторе $U_2$, и э. д. с. статора $E_3$ должна уравновешиваться напряже-

---

[1] Как и раньше, мы здесь полагаем, что передаточное число — статор-ротор — как для главного, так и для вспомогательного двигателей равно единице, в противном случае пришлось бы рассматривать „приведенные" значения э. д. с. и токов.

нием на контактных кольцах главного двигателя $U_2$; поэтому, полагая $E_4 \approx E_{k_4}$ и $E_3 \approx U_2$, получим $E_{k_4} \approx s_2 U_2$,
откуда

$$s_2 \approx \frac{E_4}{U_2} = \frac{E_4}{E_2}\,; \qquad (243,1)$$

отношение $\frac{E_{k_4}}{U_2}$ представляет собой не что иное, как передаточное число трансформатора $T$ возбуждения $\frac{E_{k_4}}{U_2} = u_t$; поэтому последнее равенство (243,1) мы можем переписать еще так:

$$s_2 \approx u_t, \qquad (243,2)$$

т. е. скольжение вспомогательного двигателя относительно своего вращающегося потока приблизительно равно по числовой величине передаточному числу трансформатора возбуждения; другими словами, это значит, что скорость данного агрегата зависит от величины $u_t$, так как всякому значению $s_2$ соответствует вполне определенное значение скольжения ротора главного двигателя относительно своего вращающегося потока $s_1$, а следовательно, соответствует вполне определенная скорость агрегата.

Зависимость между $s_1$ и $s_2$ может быть определена из следующих уравнений:

$$f_2 = \frac{n_1 - n}{n_1} f_1 = s_1 f_1,$$

$$n_1 = \frac{60 f_1}{p_1},$$

$$n_2 = \frac{60 f_2}{p_2},$$

$$s_2 = \frac{n_2 - n}{n_2},$$

где $f_1$ и $f_2$ — число периодов статорного и роторного токов главного двигателя;

$n_1$ и $n_2$ — числа оборотов вращающихся потоков главного и вспомогательного двигателей;

$n$ — число оборотов агрегата;

$p_1$ и $p_2$ — числа пар полюсов главного и вспомогательного двигателей.

Решая эти уравнения, получим

$$s_2 = \frac{p_1 + p_2}{p_1} - \frac{1}{s_1}\,\frac{p_2}{p_1}\,; \qquad (243,3)$$

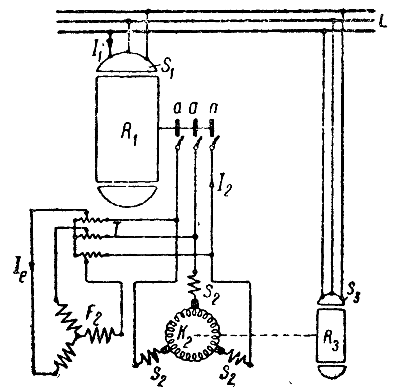
исследуя полученное выражение, видим, что скольжение $s_2$ делается нулем при $s_1 = \frac{p_2}{p_1 + p_2}$, чему на основании вышенаписанных равенств соответствует скорость агрегата $n = \frac{60 f_1}{p_1 + p_2} = n_0$; как известно из предыдущего, $n_0$ представляет собой синхронную скорость агрегата, состоящую из двух асинхронных двигателей, соединенных каскадно; для

того, чтобы агрегат вращался с этой скоростью ($s_2 = 0$) согласно уравнению (243,2), необходимо, чтобы передаточное число трансформатора $u_t = 0$ или чтобы напряжение на коллекторе $U_4 = 0$; в последнем случае шунтовой коллекторный двигатель сходен по своим свойствам с асинхронным.

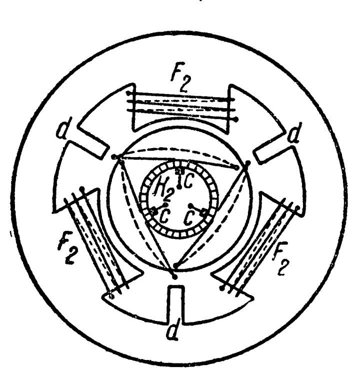
При $n = n_0$ вспомогательный двигатель вращается синхронно со своим вращающимся полем ($s_2 = 0$); при $n < n_0$ $s_2 > 0$ и при $n > n_0$ $s_2 < 0$; при $n = 0$ $s_2 = 1$, а при $n = n_1$ ($s_1 = 0$) согласно уравнению (3) имеем $s_2 = \infty$.

**§ 244. Описание схемы Шербиуса.** Известным недостатком рассмотренных выше каскадных схем (фиг. 275—277) является необходимость расположения на одном валу с главным асинхронным двигателем коллекторного.

Можно, однако, избежать этого недостатка, пользуясь расположением, предложенным в свое время Шербиусом. Эта схема Шербиуса показана на фиг. 278.




Фиг. 278. Схема Шербиуса.




Фиг. 279. Коллекторная машина Шербиуса.

На этой фигуре означают:

$S_1 - R_1$ — главный асинхронный двигатель, получающий питание от линии $L$;

$K_2$ — якорь коллекторного трехфазного двигателя, соединенный с кольцами $a - a - a$ ротора главного двигателя;

$F_2$ — обмотка возбуждения коллекторного двигателя (обычно располагаемая на его выступающих полюсах) (см. также фиг. 279—280);

$T$ — автотрансформатор, питающий обмотку возбуждения $F_2$;

$S_2$ — компенсирующая обмотка (располагаемая в пазах полюсных наконечников);

$S_3 - R_3$ — асинхронный генератор, сидящий на одном валу с коллекторным двигателем;

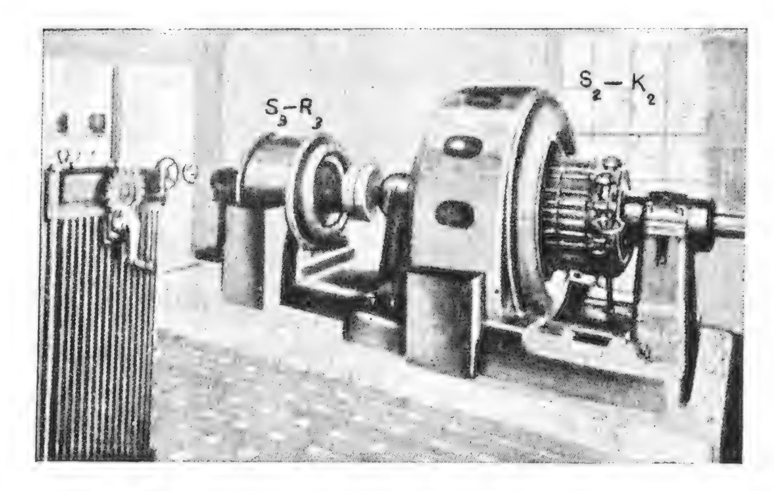
$T$ — регулирующий трансформатор, который позволяет изменять ток возбуждения $I_e$, текущий в статорной обмотке коллекторной машины.

Как видно из фиг. 278, регулирующий агрегат совершенно не связан механически с главным двигателем.

**§ 245. Действие схемы.** Действие изображенной на фиг. 278 схемы заключается в следующем:

Часть электрической энергии „скольжения", неиспользованная в роторе $R_1$ главного двигателя, через посредство контактных колец $a - a - a$ подводится к коллекторному двигателю $K_2 - S_2$; последний приводит в движение асинхронную машину $S_3 - R_3$, которая вращается со сверхсинхронной скоростью и, работая таким образом в качестве асинхронного генератора, возвращает часть неиспользованной в роторе главного двигателя энергии обратно в сеть.

Чем больше будет скорость вспомогательного агрегата, тем больше будет „асинхронизм" и тем больше будет мощность, перекачиваемая асинхронным генератором обратно в сеть[1].




Фиг. 280. Агрегат Шербиуса (фиг. 278).

Изменять количество перекачиваемой из ротора главного двигателя обратно в сеть электрической энергии можно, изменяя величину крутящего момента коллекторного двигателя. Для этой цели на схеме фиг. 278 необходимо изменить коэфициент трансформации автотрансформатора $T$, изменяя, таким образом, ток возбуждения $I_e$, текущий в обмотке $F_2$ коллекторного двигателя.

**§ 246. „Энергетическая" диаграмма схемы Кремера** (фиг. 281). Для сравнения между собой свойств схем каскадного соединения асинхронных двигателей с коллекторными по Кремеру (фиг. 275) и по Шербиусу (фиг. 278), рассмотрим 2 „энергетические" диаграммы на фиг. 281 и 282.

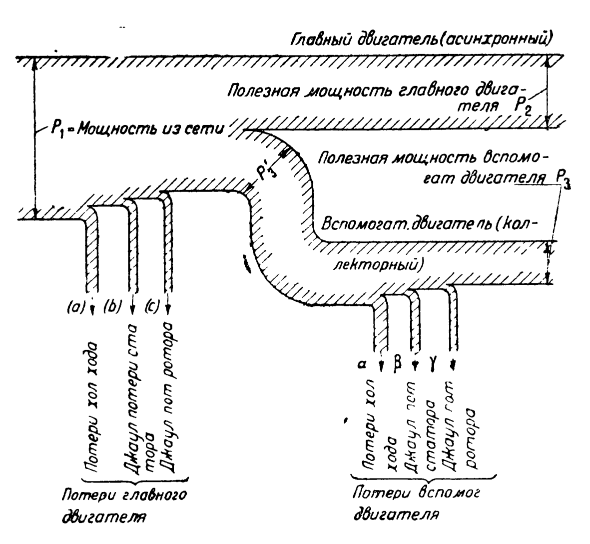
На фиг. 281 изображена „энергетическая" диаграмма, иллюстрирующая явления, происходящие в машинах, соединенных по схеме Кремера согласно фиг. 275.

---

[1] Мощность, возвращаемая асинхронным генератором обратно в сеть, будет пропорциональна скольжению только при относительно малых значениях скольжения.

Как видно из этой диаграммы (фиг. 281), энергия $P_1$, притекающая к „первичному" (асинхронному) двигателю не вся, затем превращается в полезный вид энергии — механическую мощность.

Часть энергии, соответствующая потерям „холостого" хода, джоулевым потерям статора и ротора „первичного" двигателя, рассеивается бесполезно; на „энергетической" диаграмме это отмечено при помощи трех узких „рукавов" $a - b - c$. В механическую энергию первичного двигателя превращается не вся энергия его ротора, но часть ее $P'_3$, „перекачивается" ко „вторичному" (коллекторному) двигателю ($S_2 - R_2$ на фиг. 275).




Фиг. 281. „Энергетическая" диаграмма схемы Кремера.

Во „вторичном" двигателе часть энергии, соответствующая потерям, пропадает бесполезно (см. „рукава" $\alpha - \beta - \gamma$), и только остаток $P_3$ превращается в механическую работу. Таким образом суммарная полезная мощность всего агрегата будет

$$P_2 + P_3.$$

**§ 247. „Энергетическая" диаграмма схемы Шербиуса.** На фиг. 282 показана „энергетическая" диаграмма, соответствующая схеме Шербиуса (фиг. 278).

Как видно из фиг. 282, мощность, притекающая к статору „первичного" двигателя $P_1$, делится затем на три „рукава":

1) потери в „первичном" двигателе $\sum V_{\text{I}}$;

2) полезная мощность „первичного" двигателя $P_2$;

3) остаток неиспользованной в роторе первичного (асинхронного) двигателя энергии в размере $P_3$, „перекачиваемый" затем к регулирующему агрегату Шербиуса, состоящему из коллекторного двигателя и асинхронного генератора. Из энергии $P_3$ часть $\sum V_{\text{II}}$ бесполезно теряется в регулирующем агрегате и только остаток $P_4$ „перекачивается" обратно в сеть.

**§ 248. Регулирование скорости ниже синхронной при схеме Шербиуса** (фиг. 278). Предположим, что в каждой фазе ротора главного двигателя наводится вращающимся потоком э. д. с. $E_{2s}$. Если бы кольца $a - a - a$ были замкнуты на короткое, то мы при этих

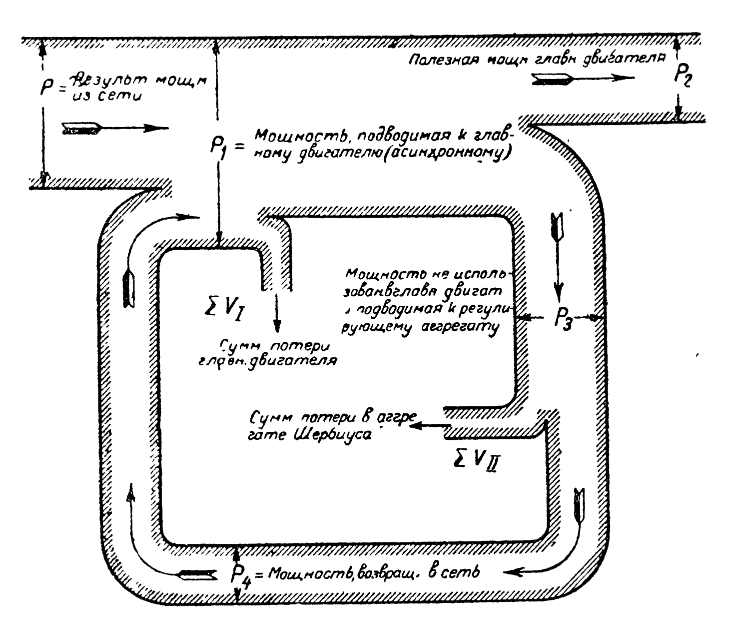
условиях получили бы в каждой фазе цепи ротора главного двигателя ток

$$I_2 = \frac{E_{2s}}{z_{2s}},$$

где $z_{2s}$ — импеданц одной фазы ротора при скольжении, равном $s$.

Если кольца $a — a — a$ не замкнуты на короткое, но соединены с коллекторной машиной, как показано на фиг. 278, то величина тока в фазе ротора главного двигателя уже теперь выразится по-другому:

$$I_2 = \frac{E_{2s} - E_{k2}}{z_{2s} + z_{k2}},$$




Фиг. 282. „Энергетическая“ диаграмма схемы Шербиуса.

где $E_{k2}$ — напряжение на коллекторе вспомогательной коллекторной машины, $S_2 - K_2$ (отнесенное к одной фазе ротора)[1];

$z_2 + z_{k2}$ — суммарный импеданц (одной фазы ротора главного двигателя и одной фазы цепи коллекторной машины).

Изменяя величину $E_{k2}$ (путем изменения тока $I_e$ в обмотке возбуждения $E_2$ коллекторной машины), мы имеем возможность влиять на величину тока $I_2$ в роторе главного двигателя и в соответствии с этим можем регулировать скорость этого двигателя. Действительно, предпо-

[1] Во все формулы здесь входит фазный ток и фазное напряжение, причем предполагается соединение в звезду. Мы видим, таким образом, что $E_{k2}$ равно как и $z_{k2}$ являются расчетными величинами, так как замкнутая обмотка ротора коллекторной машины может иметь только одно соединение в треугольник.

ложим, что (при постоянном моменте сопротивления на валу главного двигателя) мы увеличиваем напряжения $E_{k2}$ на коллекторе $K_2$; следствием этого в первый момент времени явится уменьшение тока в роторе главного двигателя:

$$I_2 = \frac{E_{2s} - E_{k2}}{z_{2s} + z_{k2}}$$

(благодаря уменьшению числителя вышенаписанного выражения).

В соответствии с этим в первое мгновение вращающий момент главного двигателя сделается меньше момента сопротивления на валу двигателя, и двигатель начнет сбавлять свою скорость, причем это уменьшение скорости будет продолжаться до тех пор, пока в связи с увеличением скольжения и, следовательно, с возрастанием $E_{2s}$ не установится прежняя величина $I_2$ и не наступит снова равновесие между моментом вращения и моментом сопротивления на валу главного двигателя.

Таким образом путем изменения э. д. с. коллекторной машины $E_{k2}$ мы можем регулировать скорость главного двигателя в сторону уменьшения ее ниже синхронной.

**§ 249. Сверхсинхронная скорость.** Для того чтобы заставить вращаться главный двигатель со скоростью выше синхронной, необходимо изменить фазу э. д. с. $E_{k2}$ коллекторной машины на 180°.

Действительно, предположим попрежнему, что момент сопротивления на валу главного двигателя неизменный и что двигатель вначале вращается со скоростью ниже синхронной. Теперь посмотрим, что произойдет с главным двигателем, если фаза э. д. с. $E_{k2}$ коллекторной машины изменится на 180°.

Тогда в первый момент времени, вслед за вышеуказанным изменением на обратное направление э. д. с. $E_{k2}$, величина тока в роторе главного двигателя возрастет до величины

$$I_2 = \frac{E_{2s} - (-E_{k2})}{z_{2s} + z_{k2}} = \frac{E_{2s} + E_{k2}}{z_{2s} + z_{k2}},$$

благодаря этому увеличению тока $I_2$ момент вращения на валу главного двигателя возрастет, равновесие между моментом вращения и моментом сопротивления нарушится, и главный двигатель начнет вращаться со все возрастающей скоростью.

Главный двигатель будет ускорять свой ход до тех пор, пока не установится прежняя величина тока $I_2$; но последнее станет возможным только при изменении фазы индуктированной э. д. с. $E_{2s}$ на 180°, для чего обмотка ротора должна будет пересекать магнитные линии вращающегося потока в обратном направлении по сравнению с прежним случаем, т. е. ротор главного двигателя при этих условиях должен будет вращаться со скоростью выше синхронной.

Таким образом при сверхсинхронной скорости мы будем иметь

$$I_2 = \frac{E_{k2} + (-E_{2s})}{z_{2s} + z_{k2}} = \frac{E_{k2} - E_{2s}}{z_{2s} + z_{k2}}.$$

**§ 250. Переход через синхронизм.** При возрастании скорости ротора главного двигателя с величины ниже синхронной до сверхсинхронной должна быть пройдена критическая точка: синхронная скорость.

При синхронной скорости, однако, наведенная вращающимся потоком э. д. с. в роторе главного двигателя падает до нуля (т. е. $E_{2s} = 0$). Если в этот момент э. д. с. главной коллекторной машины также будет равна нулю (т. е. $E_{k2} = 0$), то крутящий момент главного двигателя в этот момент также упадет до нуля, и главный двигатель не сможет перейти через эту синхронную, являющуюся для него критической, скорость.

При помощи некоторого усложнения схемы каскадного соединения, а именно путем введения в схему преобразователя частоты (фиг. 283), переход главного двигателя через такую критическую скорость делается вполне возможным. Как работает главный двигатель при этих условиях, говорится в следующем параграфе.

**§ 251. Схема каскадного соединения, при которой возможен плавный переход главного двигателя через синхронную скорость** (фиг. 283). Для того чтобы сделать возможным для главного асинхронного двигателя $S_1 - R_1$ в схеме фиг. 278 переход через критическую синхронную скорость, было предложено производить независимое питание обмотки возбуждения коллекторной машины $S_2 - K_2$ от той же сети, к которой приключен и главный двигатель.

Так как сеть имеет постоянную частоту $f_1$, а частота $f_2$ тока, питающего коллекторную машину $S_2 - K_2$, является переменной, то для осуществления независимого возбуждения этой коллекторной машины необходимо произвести преобразование тока, питающего обмотку возбуждения $F_2$ коллекторной машины, с частоты сети $f_1$ на частоту тока ротора главного двигателя $f_2$; последнее может быть осуществлено при помощи преобразователя числа периодов.

Для этой цели необходимо посадить на один вал с главным асинхронным двигателем вспомогательную машину — преобразователь числа периодов $U$ (фиг. 283); последний представляет собой в общих чертах якорь машины постоянного тока с коллектором и контактными кольцами, расположенный внутри статора, не имеющего обмотки[1]. Если контактные кольца такого преобразователя соединены с сетью $f_1$, то напряжение на коллекторе будет иметь уже другую частоту $f_2 = sf_1$, равную числу периодов скольжения ротора главного двигателя, на валу которого сидит преобразователь частоты (фиг. 283).

Изменяя величину сопротивления $R$ и коэфициент трансформации трансформатора $T$ на фиг. 283, мы можем осуществить регулировку скорости главного двигателя.

При схеме фиг. 283 возможна также синхронная работа главного двигателя $S_1 - R_1$. При такой синхронной скорости на коллекторе преобразователя $U$ появится постоянный ток $I_e$, который, обтекая обмотку возбуждения $F_2$ коллекторной машины $S_2 - K_2$, заставит ее

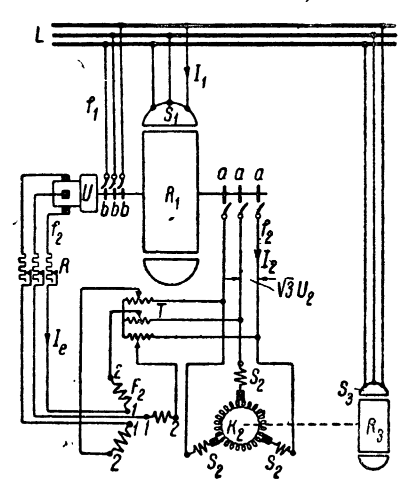
[1] Встречаются также конструкции переобразователя частоты, у которых неподвижный статор совершенно отсутствует (см. К. И. Шенфер, Коллекторные двигатели переменного тока).

работать в качестве генератора постоянного тока, питающего обмотку ротора $R_1$ главного двигателя, который при этих условиях будет работать в качестве синхронного двигателя.

Замечательной особенностью схемы фиг. 283 является возможность плавного перехода от скорости ниже синхронной главного двигателя $S_1 - R_1$ к скорости выше синхронной.

Это изменение скорости, как было сказано, осуществляется путем одновременной регулировки сопротивления $R$ и коэфициента трансформации автотрансформатора $T$. При скорости ниже синхронной ползушка реостата $R$ обычно занимает нижнее положение, а ползушка автотрансформатора $T$ — правое положение.

Для увеличения скорости главного двигателя мы перемещаем ползушки автотрансформатора $T$ влево; при этом величина вращающегося потока, создаваемого в коллекторном двигателе обмоткой $F_2$, уменьшается, что влечет за собой уменьшение э. д. с. коллекторного двигателя $E_{k2}$ и соответственное увеличение скорости главного двигателя.



Фиг. 283. Схема, при которой возможен плавный переход главного двигателя через синхронизм.

В тот момент, когда ползушки трансформатора $T$ займут крайнее левое положение, питание обмотки $F_2$ со стороны трансформатора $T$ прекратится. В этом случае обмотка $F_2$ будет получать питание с другого конца: не через посредство клемм *2—2—2*, как раньше, а через внутренние на фиг. 283 клеммы *1—1—1* от коллектора преобразователя частоты $U$.

В этом случае вектор индуктированных э. д. с. $E_{k2}$ в роторе коллекторной машины изменит свою фазу на 180°, и величина тока в роторе $R_1$ главного двигателя будет

$$I_2 = \frac{E_{2s} + E_{k2}}{z_{2s} + z_{k2}}. \qquad (251,1)$$

Если момент сопротивления $M_k$ на валу главного двигателя останется прежний, то скорость ротора $R_1$ главного двигателя при этом начнет возрастать до тех пор, пока фаза индуктированной э. д. с. $E_{2s}$ не переменится на 180°, т. е. пока скорость главного двигателя не станет выше синхронной; в последнем случае мы будем иметь при том же моменте вращения прежнюю величину тока:

$$I_2 = \frac{E_{k2} - E_{2s}}{z_{2s} + z_{k2}}. \qquad (251,2)$$

Для дальнейшего увеличения скорости главного двигателя выше синхронной необходимо постепенно уменьшать величину сопротивления $R_1$,

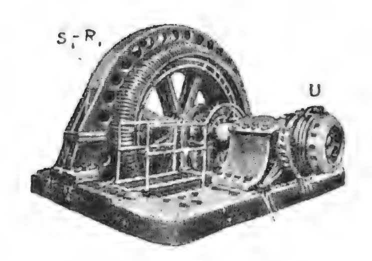
двигая ползушку реостата $R$ кверху (фиг. 283), что вызовет соответственное увеличение э. д. с. коллекторной машины $E_{k2}$ и соответственное увеличение числа оборотов главного двигателя согласно формуле (251,2).[1]

Резюмируя все сказанное выше относительно схемы фиг. 283, мы можем отметить следующее:

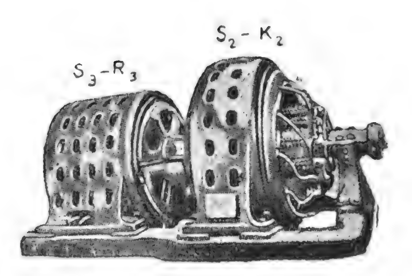
Характер работы коллекторной машины $S_2 — K_2$ зависит от направления питания обмотки возбуждения $F_2$. При питании этой обмотки от автотрансформатора $T$ (через клеммы 2—2—2 на фиг. 283) скорость главного двигателя $S_1 — R_1$ получается ниже синхронной.

В этом случае коллекторная машина $S_2 — K_2$ работает как двигатель и асинхронная машина $S_3 — R_3$ как генератор, возвращающий неиспользованную электрическую энергию в роторе $R_1$ обратно в сеть.

Наоборот, при крайнем левом положении ползушек трансформатора $T$, когда питание обмоток возбуждения $F_2$ (через клеммы 1—1—1 на фиг. 283) происходит исключительно от коллектора преобразова-



Фиг. 284. Асинхронный двигатель с преобразователем частоты ($U$) на одном валу (фиг. 283).



Фиг. 285. Агрегат Шербиуса, состоящий из асинхронного генератора $S_3 — R_3$ и коллекторной машины $S_2 — K_2$ (фиг. 283).

теля частоты $U$, фаза вектора вращающегося потока Ф коллекторной машины изменяется на 180°, вследствие чего меняется также фаза индуктивных токов э. д. с. $E_{k2}$ в роторе этой коллекторной машины; при этих условиях коллекторная машина $S_2 — K_2$ начинает работать как генератор, подводящий электрическую энергию в цепь ротора $R_1$ главного двигателя, который в этом случае вращается со скоростью выше синхронной.

При этих условиях главный асинхронный двигатель $S_1 — R_1$ получает двойное питание: статор $S_1$ получает питание из сети, и ро-

---

[1] Действительно, величина тока $I_2$, при постоянном моменте ($M_k = \text{const}$) должна также сохранять приблизительно постоянное значение, так как величина вращающегося потока Ф главного двигателя при изменении нагрузки остается приблизительно постоянной.

Поэтому при возрастании $E_{k2}$ согласно формуле (251,2) должно соответственным образом увеличиться также $E_{2s}$, для того чтобы числитель выражения (251,2) остался постоянным.

Это значит, другими словами, что при возрастании $E_{k2}$ главный двигатель (фиг. 283) должен вращаться со скоростью выше синхронной.

тор $R_1$ получает питание из той же сети через посредство агрегата $S_2 - K_2$ и $S_3 - R_3$.

На фиг. 284 и 285 показаны фотографии главного асинхронного двигателя (с преобразователем частоты $U$, сидящим на одном валу) и регулирующего агрегата Шербиуса.

## *ГЛАВА XXVII*

## КОМПЕНСАТОРЫ СДВИГА ФАЗ

**§ 252. Компенсаторы сдвига фаз с самовозбуждением** (фиг. 286). В случае асинхронных двигателей большой мощности введение коллектора в ротор наталкивается на затруднения, связанные с коммутацией; в этих случаях может быть с выгодой применено каскадное соединение асинхронного двигателя с особой компенсирующей машиной или с так называемым „компенсатором сдвига фаз"; последнее соединение удобно и в том отношении, что в случае какой-либо порчи коллектора компенсационной машины последняя может быть выключена, после чего асинхронный двигатель может продолжать работать как некомпенсированный.

„Компенсатор" сдвига фаз, предложенный впервые Лебланом (Leblanc), по своему устройству сходен с рассмотренным выше преобразователем частоты, но не имеющим контактных колец; он состоит из ротора, снабженного обмоткой постоянного тока и коллектором, и статора, лишенного обмотки (фиг. 286); если к коллектору такого компенсатора подвести многофазный ток, то обмотка ротора создаст магнитный поток, вращающийся в пространстве со скоростью $n_3$, зависящий только от числа периодов питающего тока $f_2$ и от числа пар полюсов обмотки $p_2$ и не зависящий от скорости вращения самого ротора:

$$n_3 = \frac{60\ f_2}{p_2} \text{об/мин.}$$

Если привести ротор компенсатора во вращение со скоростью $n_4$ в ту же сторону, в какую вращается магнитный поток, то последний относительно обмотки ротора будет перемещаться со скоростью скольжения $n_3 - n_4 = s_2 n_3$ и вызовет в обмотке э. д. с.

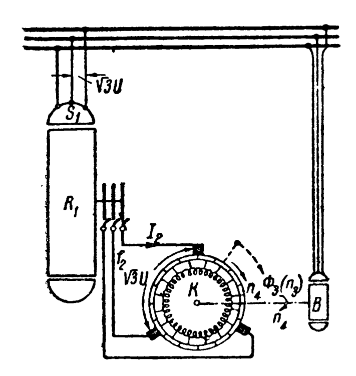
$$E_k = 4 \cdot 44 \cdot k_3 w_3 \cdot s_2 f_2 \Phi_3 \cdot 10^{-8}, \qquad (252,1)$$

где $k_3 w_3$ — обмоточный коэфициент и число витков одной фазы обмотки ротора компенсатора;

$\Phi_3$ — амплитуда вращающегося потока компенсатора; э. д. с. $E_k$ смещена по фазе относительно $\Phi_3$ (а следовательно, и относительно тока $I_2$, вызывающего этот магнитный поток) на 90°.

Как показывает уравнение (252,1), при скорости компенсатора ниже синхронной ($s_2 > 0$), э. д. с. $E_{k2}$ положительна; $E_{k2}$ отстает по фазе от $\Phi_3$ на 90°, при синхронной скорости $E_{k2} = 0$, так как при этом условии провода ротора компенсатора совсем не пересекаются силовыми линиями вращающегося потока; при скорости компенсатора выше синхронной ($s_2 < 0$) $E_{k2}$ делается отрицательной величиной: $E_{k2}$ опере-

жает по фазе $\Phi_3$ на 90°; последним обстоятельством и пользуются для компенсации сдвига фаз асинхронного двигателя, присоединяя ротор последнего к коллектору компенсатора, вращающегося сверхсинхронно.




Фиг. 286. Схема соединения асинхронного двигателя $S_1$ — $R_1$ с компенсатором сдвига фаз $K$.

На фиг. 286 показана схема соединения асинхронного двигателя с „компенсатором"; $S_1$ и $R_1$ — статор и ротор главного асинхронного двигателя, $K$ — компенсатор, приключенный со стороны коллектора к ротору асинхронного двигателя; $B$ — небольшой асинхронный двигатель, сидящий на одном валу с компенсатором и приводящий его во вращение.

На фиг. 287 изображена векторная диаграмма асинхронного двигателя, соединенного с компенсатором.

Здесь $OA = -E_1$ слагающая, уравновешивающая э. д. с., индуктированную в статоре асинхронного двигателя вращающимся потоком;

$AB = I_1 z_1$ — слагающая, уравновешивающая падение напряжения в обмотке статора;

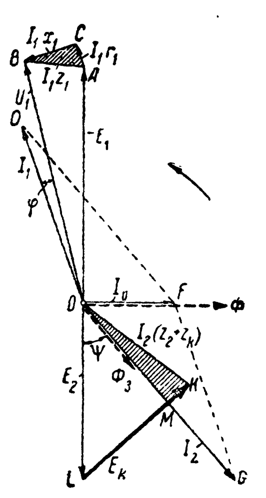
$OB = E_{k1}$ — напряжение у зажимов статора;

$OL = E_2$ — э. д. с., индуктированная вращающимся потоком Ф в роторе двигателя [1];

$LK = E_{k2}$ — э. д. с., индуктированная в якоре компенсатора, опережающая по фазе ток ротора $I_2$ на 90°;

$OM = I_2(r_2 + r_k)$ и $MK = I_2(x_2 + x_k)$ — уравновешивающие падения напряжения омическое и индуктивное (вызванное потоками рассеяния) в обмотках ротора главного двигателя и якоря компенсатора;

$OK = I_2 \ (z_2 + z_k)$ — уравновешивающая суммарное падение напряжения в обмотках ротора главного двигателя и компенсатора.



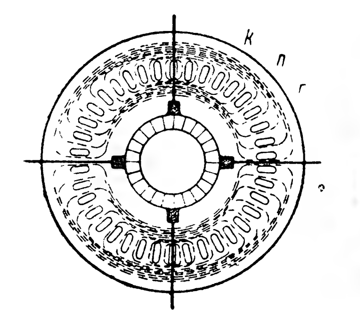

Фиг. 287. Векторная диаграмма асинхронного двигателя, соединенного с компенсатором.

Векторная диаграмма фиг. 287 выясняет значение э. д. с. $E_k$, индуктированной в якоре компенсатора; благодаря наличию $E_k$ вектор тока в роторе $OG = I_2$ опережает $E_2$ по фазе $\measuredangle \psi$ (а не отстает от $E_2$, как это имело бы место в некомпенсированном асинхронном двигателе). Благодаря этому ток статора $OD = I_1$ (представляющий собой геометрическую сумму намагничивающего тока $OF = I_0$ и обратной величины вторичного тока $FD$) приближается к совпадению по фазе с напряжением $U$; $I_1$ может даже опережать по фазе $U$ на $\measuredangle \varphi$, как это показано на фиг. 287.

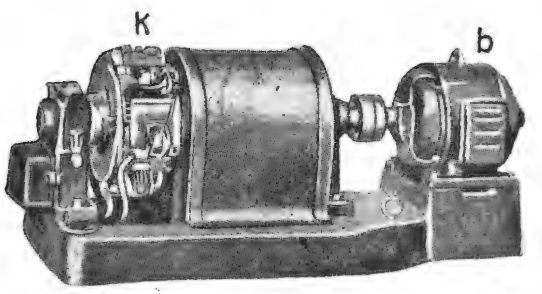
[1] Всюду для простоты предполагаем $k_1 w_1 = k_2 w_2$, так что $E_2 = E_2$ и $I_2' = I_2$.

Изменяя соответственным образом скорость вспомогательного двигателя $B$ (фиг. 286), а следовательно, и величину э. д. с. $E_k$, мы можем компенсировать сдвиг фаз при разных режимах работы главного двигателя.

**§ 253. Компенсатор Шербиуса.** Шербиус (Броун-Бовери) упростил компенсатор Леблана, устранив в нем совершенно статор; такой компенсатор (двухфазный) показан на фиг. 288, он состоит из одного вращающегося ротора, представляющего собой замкнутое железное кольцо $r$, в пазах $n$ которого помещена (не изображенная на фиг. 288) обмотка, присоединенная к коллектору; благодаря тому что пазы $n$ размещены значительно глубже внешней поверхности якоря, силовые линии вращающегося потока совсем не выходят из железа якоря, а замыкаются внутри его по путям $k$; вследствие этого устраняется совсем воздушный зазор, и магнитное сопротивление системы уменьшается. Нужно сказать, однако, что при такой конструкции якоря облегчается




Фиг. 288. Схема двухфазного компенсатора Шербиуса.




Фиг. 289. Компенсатор Шербиуса $K$. $b$ — небольшой мотор, вращающий компенсатор.

образование магнитного потока вокруг проводников, принадлежащих к короткозамкнутым секциям, что влечет за собой увеличение реактивного напряжения и некоторое ухудшение коммутирования.

На фиг. 289 изображен компенсатор согласно схеме фиг. 286. Ротор компенсатора состоит из коллектора $K$ и обмотки $r$, заложенный в пазы, расположенные глубоко внутри железа таким образом, чтобы дать возможность силовым линиям потока замкнуться внутри железа согласно фиг. 288.

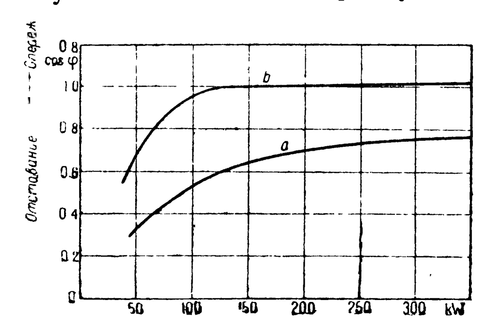
**§ 254. Работа компенсатора с самовозбуждением при разных нагрузках главного двигателя.** Поток $\Phi_3$ компенсатора (согласно фиг. 286) при малых магнитных насыщениях изменяется прямо пропорционально току ротора:

$$\Phi_3 \equiv I_2.$$

Отсюда видно, что при возрастании нагрузки главного двигателя поток компенсатора $\Phi_3$ должен возрастать, а в связи с этим должна также увеличиваться компенсирующая э. д. с. $E_k$. Таким образом ясно, что при каскадном соединении асинхронного двигателя с самовозбуждающимся компенсатором согласно фиг. 286 может быть достигнута некоторая автоматичность регулировки $\cos\varphi$ асинхронного двигателя при довольно широких пределах изменения нагрузки этого двигателя.

Сказанное подтверждает кривая *b* фиг. 290, из которой видно, что при изменении нагрузки двигателя в широких пределах (от 150 до 350 kW) все время $\cos \varphi \approx 1$.

**§ 255. Компенсаторы шунтового возбуждения** (фиг. 291). Можно обмотку возбуждения *F* компенсатора присоединить шунтом к коллектору, как показано на фиг. 291. В результате у нас получится компенсатор шунтового возбуждения.




Фиг. 290. Кривые изменения $\cos \varphi$ в зависимости от нагрузки. *a* — кривая $\cos \varphi$ без компенсатора; *b* — кривая $\cos \varphi$ с компенсатором.

Фиг. 291. Схема каскадного соединения асинхронного двигателя с компенсатором шунтового возбуждения.

При холостом ходе главного двигателя такой шунтовой компенсатор благодаря явлению самовозбуждения генерирует постоянный ток, посылая его в обмотку ротора $R_1$ главного двигателя и заставляя его работать в качестве синхронного.

При нагрузке (даже очень небольшой) главного двигателя компенсатор перестает генерировать постоянный ток и превращается в коллекторный генератор переменного тока, на коллекторе которого появляется напряжение, компенсирующее сдвиг фаз в роторе $R_1$ главного двигателя.

## ГЛАВА XXVIII

## КОМПЕНСИРОВАННЫЕ АСИНХРОННЫЕ ДВИГАТЕЛИ

**§ 256. Двигатель Гейланда (Heyland) завода Бергмана (Bergmann)** (фиг. 292 и 293). Выше нами были рассмотрены схемы соединения асинхронных двигателей с компенсаторами сдвига фаз.

Если попытаться соединить компенсатор сдвига фаз и ротор асинхронного двигателя в одно конструктивное целое, то в результате у нас получится вместо прежних двух машин всего одна новая машина, имеющая статор, совершенно сходный со статором обычного асинхронного двигателя, и ротор, имеющий коллектор.

На фиг. 292 дана схема компенсированного асинхронного двигателя, в свое время предложенная Гейландом (Heyland) [1] и усовершенствованная инж. Ф. Каде (Kade) [2].

---

[1] A. Heyland „ETZ“ 1901 и 1902.

[2] См. Bergmann Mitteilungen № 2, 1922; Dr. Ing. F. Kade, Verbesserung des Leistungsfaktors.

Как видно из этой фигуры, в статоре и роторе этого двигателя расположено не по одной, как в обычных асинхронных двигателях, но по две обмотки[1]. Главная обмотка статора $S_1$, ничем не отличающаяся по своей конструкции от обмотки обычного асинхронного двигателя, приключена к сети $L$.

Вспомогательная обмотка статора $S_2$, состоящая из сравнительно небольшого числа витков, приключена к щеткам на коллекторе ротора.




Фиг. 292. Компенсированный двигатель Гейланда.

Фиг. 293.

В роторе этого двигателя кроме обычной обмотки $R_1$ в виде беличьего колеса находится еще обмотка $R_2$, выполненная в виде обмотки постоянного тока с коллектором. Назначение последней обмотки—компенсация сдвига фаз.

Сдвигая щетки на коллекторе при работе двигателя на надлежащий угол, мы можем смещать по фазе на любой угол напряжение на коллекторе $E_k$ и можем, следовательно, добиться того, что в каждой фазе обмотки $S_2$ статора будет течь ток $I_3$ опережающей фазы по отношению к напряжению сети $L$; так как между обмотками $S_1$ и $S_2$ существует трансформаторная связь и ампервитки $I_1 w_1$ и $I_3 w_3$ этих обмоток складываются геометрически, то в результате этого воздействия опережающего тока $I_3$ вектор тока в статорной обмотке $I_1$ приблизится к совпадению по фазе с вектором первичного напряжения и двигатель будет работать с $\cos\varphi \approx 1$.

Фиг. 294. Рабочие кривые компенсированного двигателя.

Напряжение на коллекторе ротора этого двигателя обычно бывает очень небольшое.

[1] И. П. Костенко и Р. А. Лютер, Трехфазные компенсированные асинхронные двигатели („Электричество“ № 1, 1926); Д. А. Завалишин, Синхронизированные индукционные двигатели („Электричество“ № 1, 1926); проф. С. И. Курбатов, Сдвиг фаз и средства его уменьшения, Макиз, 1925.

Так, например, в двигателе Бергмана мощностью 2,2 kW, $n = 1\,500$ об/мин напряжение на коллекторе при нормальной работе согласно данным инж. Каде[1] колеблется в пределах 10 V (между разноименными щетками) и величина тока на коллекторе — $7 \div 9$ A. При таких небольших напряжениях общее число коллекторных пластин получается обычно небольшим (20—30 коллекторных пластин в двигателях небольшой мощности).

На фиг. 294 показаны кривые, полученные на основании испытания одного такого компенсированного двигателя мощностью 2,2 kW. Как видно из этой фигуры, при малых нагрузках и холостом ходе такой двигатель работает с *опережением сдвига фаз*.

На фиг. 293 показан статор такого двигателя.

## *ГЛАВА XXIX*

# СИНХРОННО-ИНДУКЦИОННЫЕ ДВИГАТЕЛИ

**§ 257. Различные методы улучшения cos $\varphi$ в асинхронных двигателях.** Желая улучшить cos $\varphi$ асинхронного двигателя, мы можем выбрать один из следующих трех путей:

1) соединить ротор асинхронного двигателя с так называемым компенсатором сдвига фаз;

2) выполнить ротор двигателя в виде якоря с коллектором;

3) превратить двигатель в синхронный, пустив в обмотку ротора постоянный ток.

Первые два метода были описаны в гл. XIX и XXI.

В настоящей главе рассматривается последний из перечисленных здесь методов компенсации сдвига фаз (метод синхронного двигателя).

**§ 258. Синхронно-индукционные двигатели.** Наряду со своими многими положительными качествами асинхронный двигатель, как известно, обладает одним недостатком — его коэфициент мощности всегда меньше единицы и опускается до очень малых величин при отклонении режима работы от нормального. Уже давно пытались устранить этот недостаток двигателя путем каскадного его соединения с коллекторными двигателями или с так называемыми компенсаторами сдвига фаз. В настоящее время наряду с последним способом улучшения cos $\varphi$ асинхронных двигателей начинает постепенно распространяться также другой способ — возбуждение ротора двигателя постоянным током. Этот метод привел к новому смешанному типу двигателя, представляющего соединение в себе конструктивных особенностей двигателя синхронного и асинхронного. Эти двигатели получили название „синхронных индукционных двигателей".

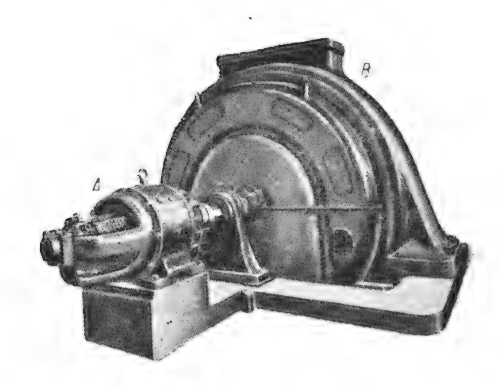
По внешнему виду такой синхронный индукционный двигатель ничем не отличается от обычного асинхронного двигателя[2]; он имеет такую

---

[1] Инж. Н. А. Сазонов, Компенсированные асинхронные двигатели, изд. ВЭИ, см. „ETZ" № 19, 1924.

[2] Идея применения асинхронного двигателя в качестве синхронного с питанием обмотки ротора постоянным током не нова; впервые практически был осуществлен такой двигатель 30 лет назад.

же, как и последний, статорную обмотку, роторная же его обмотка в большинстве случаев тоже сходна с обмоткой ротора асинхронного двигателя и имеет выведенными несколько (три или больше) контактных колец. На одном валу с таким двигателем сидит обычно возбудитель постоянного тока, который питает роторную обмотку двигателя (фиг. 295). Двигатели этого типа совмещают в себе достоинства асинхронных двигателей (простой пуск в ход с большим начальным моментом) и синхронных двигателей (высокий коэфициент мощности при нормальной работе).



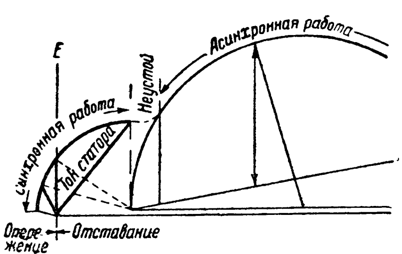
Фиг. 295. Синхронно-индукционный двигатель. $A$ — возбудитель; $B$ — двигатель.

**§ 259. Круговая диаграмма синхронного индукционного двигателя.** Все явления, происходящие в синхронно-индукционном двигателе, могут быть представлены при помощи круговой диаграммы подобно тому, как это имеет место для обычных асинхронных двигателей; разница, однако, будет та, что мы в первом случае будем иметь не один, а два круга: один, характеризующий работу машины в качестве синхронного, а другой в качестве асинхронного двигателя.

На фиг. 296 больший круг относится к асинхронному, а меньший к синхронному двигателю.

Пунктирная часть кривой на этой фигуре относится к неустойчивой работе двигателя.

При больших перегрузках синхронный двигатель выпадает из такта, но не останавливается, а продолжает работать как асинхронный двигатель, причем его работа в этот момент характеризуется большей окружностью круговой диаграммы на фиг. 296.



Фиг. 296. Кривая диаграмма синхронно-индукционного двигателя.

Из фиг. 296 видно, что при соотношениях, принятых на диаграмме, предельный момент устойчивости синхронного двигателя почти совпадает с нормальным моментом вращения. Такой двигатель будет легко выпадать из такта при случайных толчках.

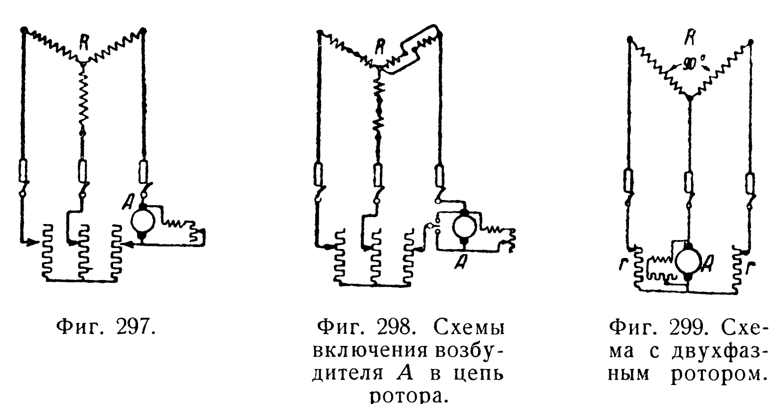
Как известно, предельный момент вращения синхронного двигателя $M_c$ пропорционален э. д. с., индиктированной в обмотке статора $E_1$, и обратно пропорционален величине так называемого „синхронного реактанца“ $x_a$:

$$M_c \equiv \frac{E_1}{x_a} .$$

Поэтому для увеличения $M_c$ представляются два пути: увеличение $E_1$, т. е. перевозбуждение двигателя, и уменьшение $x_a$, что может быть достигнуто путем увеличения сопротивления магнитной цепи реакции якоря (путем увеличения, например, величины воздушного зазора).

Для того чтобы двигатели этого рода входили автоматически в синхронизм, необходимо, как показывают исследования, соблюдение двух условий: небольшая величина момента инерции вращающихся частей и малая величина скольжения при нормальной нагрузке (около 1—1,5%); ясно, что выполнение последнего условия требует относительно большей затраты меди на обмотку ротора.

Принимая во внимание все вышесказанное относительно меди в роторе, а также учитывая то обстоятельство, что каждый такой двига-




Фиг. 297.

Фиг. 298. Схемы включения возбудителя $A$ в цепь ротора.

Фиг. 299. Схема с двухфазным ротором.

тель должен иметь свой возбудитель, приходится считаться с сравнительно большой стоимостью этих двигателей, которые превосходят стоимость обычных асинхронных двигателей на 30—40%.

**§ 260. Различные способы соединения обмотки ротора с возбудителем.** Разные фирмы, строящие эти двигатели, применяют различные способы соединения обмотки ротора с возбудителем.

На фиг. 297—299 показано несколько схем таких соединений. На всех этих фигурах обозначают:

$R$ — ротор;

$A$ — якорь возбудителя;

$r$ — пусковой реостат;

статор асинхронного двигателя на фиг. 297—299 не показан.

На фиг. 297 изображена весьма часто применяемая простейшая схема соединения обмотки ротора $R$ с возбудителем $A$; из этой фигуры видно, что ток возбуждения подводится к одной фазе ротора и затем разветвляется между двумя остальными фазами, которые оказываются, таким образом, соединенными друг с другом параллельно.

Для того чтобы избежать неравномерной нагрузки отдельных фаз, получаемых при этом, иногда одна из фаз ротора разбивается на 2 параллельные ветви, как это показано на фиг. 298.

При этом, конечно, приходится считаться с несимметричностью обмотки при пуске в ход, пока двигатель работает как асинхронный.

На фиг. 299 показана схема с двухфазной обмоткой в роторе.

На фиг. 300 показана другая схема соединений.

По окончании процесса пуска в ход здесь возбудитель $A$ включается в цепь ротора так же, как это было показано на одной из предыдущих схем (фиг. 297).

Оригинальность этой схемы заключается в том, что постоянный ток включается в цепь ротора как раз в тот момент, когда условия вхождения в синхронизм получаются наилучшими.

Опыты и теоретические рассмотрения приводят к тому, что самосинхронизация происходит скорее и лучше всего при условии, что цепь реостатов замыкается, и включается постоянный ток в фазу $a$ (фиг. 300), когда мгновенное значение переменного тока в этой фазе равно нулю. Операции переключения должны быть начаты немного раньше этого момента времени, так как самый процесс переключения и нарастания тока требует некоторого времени; опыты показали, что операция переключения должна быть начата примерно на $^1/_4$ периода скольжения раньше, чем ток упадет в фазе $a$ до нуля, т. е. в тот момент, когда ток скольжения в фазе $a$ проходит через максимальное свое значение и имеет противоположное направление тому постоянному току, который должен будет установиться в фазе $a$ после того, как будет приключен возбудитель $A$.

При малых частотах скольжения этот момент времени без большого труда можно уловить, включив в цепь ротора амперметр постоянного тока.

На схеме фиг. 300 этот момент улавливается автоматически, и возбудитель включается как раз в надлежащий момент при помощи специального реле. Это реле имеет две катушки, из которых одна обтекается переменным током фазы $a$, а другая же может получать постоянный ток от зажимов возбудителя в том случае, если переключатель реле *4* поставлен в правое положение (контакт $b$).

Ни одна из вышеописанных катушек реле в отдельности не в состоянии преодолеть действия пружины и привести в действие главный переключатель; последний приводится в действие только при условии включения обеих катушек в тот момент, когда переменный ток фазы $a$ проходит через свой максимум, причем магнитный поток, создаваемый катушкой переменного тока, совпадает по направлению с потоком, создаваемым катушкой *5*.

На фиг. 301 и 302 приведены кривые тока статора, ротора и скольжения, иллюстрирующие явления, происходящие при синхронизации одного синхронно-индукционного двигателя Эрликон мощностью в 100 kW.

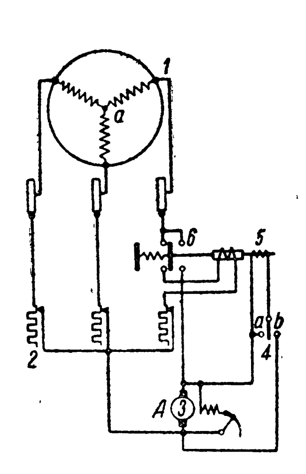
Фиг. 301 относится к тому случаю, когда переключение производится в наивыгоднейший момент; из фигуры видно, что переход из асинхронной на синхронную работу происходит плавно, без качаний.

Фиг. 302 иллюстрирует явления, происходящие в том случае, когда включение возбудителя в цепь ротора происходит в невыгодный момент времени; из фигуры видно, что при этих условиях возникают сильные колебания и толчки тока в статоре.

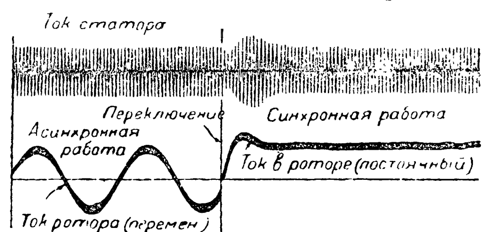
**§ 261. Синхронно-индукционный двигатель с автоматическим регулированием** cos $\varphi$[1]. 1. Описание схемы. Как известно, в обычном синхронном двигателе коэфициент мощности (cos $\varphi$) меняется с нагрузкой.

Для того чтобы cos $\varphi$ такого двигателя оставался приблизительно постоянным при всех нагрузках, необходимо соответственным образом изменять ток возбуждения $I_m$, увеличивая его при возрастании нагрузки и уменьшая при уменьшении нагрузки на валу двигателя.

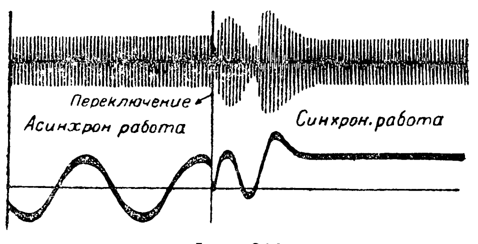
Можно получить полную автоматичность регулировки тока возбуждения, если применить в качестве возбудителя вместо обычно применяемой динамомашины постоянного тока одноякорный преобразователь




Фиг. 300. Схема с автоматическим включением возбудителя.




Фиг. 301.




Фиг. 302.

без выступающих полюсов (с одинаковым воздушным промежутком по всей окружности, наподобие асинхронного двигателя).

На фиг. 303 показана схема такого нового расположения, предложенного автором настоящей книги[2].

Здесь: $L - L$ — трехфазная линия;

$S$ — статор главного двигателя;

$R$ — его ротор с контактными кольцами $k - k - k$;

$S_1$ — обмотка статора возбудителя, равномерно распределенная в пазах, наподобие статора асинхронного двигателя; число полюсов обмотки $S_1$ (равно как и обмоток $R_1$ и $R_2$) должно быть одинаковым с числом полюсов главного двигателя;

$R_1$ — обмотка ротора возбудителя (сходная с обмоткой ротора обычного асинхронного двигателя), присоединенная к линии через посредство контактных колец $k_1$;

---

[1] См. „Электричество“ № 5—6, 1928.

[2] См. заявочное свидетельство автора № 21274. Комитет по делам изобретений. См. журнал „Электричество“ № 5—6, 1928.

$R_2$ — обмотка постоянного тока с коллектором и щетками $B—B$; обмотка $R_2$ расположена на том же роторе, что и обмотка $R_1$; провода обмотки $R_2$ могут быть расположены в тех же пазах, что и $R_1$, или в отдельных пазах. Обмотки $R_1$ и $R_2$ могут быть также соединены в одну общую.

Ротор $R_1 — R_2$ сидит на одном валу с ротором главного двигателя (фиг. 303).

Действие описанной схемы заключается в следующем:

При синхронной скорости вращения возбудитель работает как одноякорный преобразователь последовательного возбуждения, получая трехфазный ток из сети $L$ через посредство контактных колец $k_1$.

В этом случае на коллекторе возбудителя появляется напряжение постоянного тока. Как видно из фиг. 303, постоянный ток возбудителя $I_m$, выходящий из положительной щетки $+B$, обтекает роторную обмотку $R$ главного двигателя, течет затем по обмотке статора $S_1$ возбудителя и попадает в отрицательную щетку $—B$ на коллекторе возбудителя.

При указанной на фиг. 303 схеме ток возбуждения $I_m$ при изменении нагрузки на валу главного двигателя будет также изменять автоматически свою величину, причем характер изменения тока $I_m$ будет зависеть от величины угла смещения щеток $+B—B$ на коллекторе возбудителя.

При схеме фиг. 303 главный синхронный двигатель $S—R$ будет работать с высоким коэфициентом мощности, близким к единице, несмотря на изменение нагрузки на валу этого двигателя; причина этого заключается в том, что ток возбудителя $I_m$, питающий обмотку ротора главного двигателя, будет автоматически возрастать с увеличением нагрузки.

Действие схемы, представленной на фиг. 303, заключается в следующем:

При синхронном вращении агрегата вращающееся магнитное поле Ф, создаваемое сообща роторной обмоткой $R_1$ и статорной обмоткой $S_1$ возбудителя-преобразователя, располагается в пространстве относительно статора $S_1$ неподвижно.

Обмотка постоянного тока $R_2$ возбудителя вращается в этом магнитном поле Ф, поэтому на коллекторе между щетками $B—B$ появляется напряжение постоянного тока $E$ (фиг. 304).

Величина напряжения $E$ зависит от положения оси потока Ф относительно оси щеток.

С изменением нагрузки главного двигателя угловое смещение ротора $R$ главного двигателя относительно оси вращающихся ампервитков статора $S$ изменяется (фиг. 303).

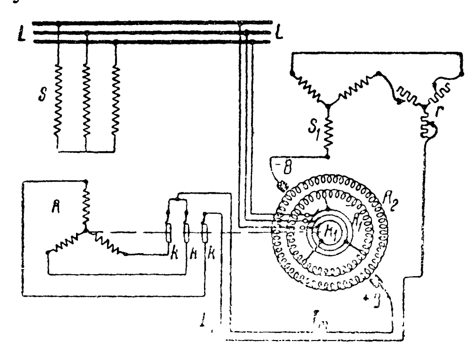
В соответствии с этим меняется также угол наклона $\alpha$ оси потока Ф относительно оси щеток $+B—B$ (фиг. 304), при изменении нагрузки главного двигателя $\alpha$ также меняется.

Можно найти такое положение щеток на коллекторе якоря возбудителя $R_2$, при котором с увеличением нагрузки двигателя будет про-

исходить увеличение угла $\alpha$; таким образом на фиг. 304 угол $\alpha'$ будет соответствовать малым нагрузкам, а угол $\alpha \approx 90°$—большим нагрузкам.

При таких условиях с возрастанием нагрузки главного двигателя напряжение возбудителя $E$ будет возрастать, а в связи с этим будет также увеличиваться и постоянный ток возбуждения $I_m$, текущий в роторе $R$ главного двигателя.

**§ 262. Индукционная машина двойного питания.** Можно получить машину с синхронной скоростью и не пропуская в обмотку ротора постоянного тока, как было описано выше. Для этой цели необходимо осуществить соединение обмоток машины согласно схеме фиг. 305.




Фиг. 303. Синхронно-индукционный двигатель $S - R$ с преобразователем-возбудителем $S_1 - R_1 - R_2$ (схема автора).

Фиг. 304

На этой фиг. 305 показана индукционная машина, у которой статорная обмотка $S$ и роторная $R$ через посредство контактных колец присоединены к общей сети.

Машина в такой схеме соединения, когда статор и ротор получают питание непосредственно от сети, носит название машины двойного питания.

Для выяснения принципа действия такой машины обратимся к фиг. 306, где схематически показан статор $S$ и ротор $R$ такой индукционной машины двойного питания.

Предположим, что многофазная статорная обмотка создает вращающееся поле $F_1$, делающее $n_1$ оборотов в минуту и вращающееся по стрелке часов, как показано на фиг. 306.

Обмотку ротора через посредство контактных колец соединим с сетью таким образом, чтобы вращение поля ротора $F_2$ относительно проводов этого ротора было направлено против стрелки часов.

Для такой машины возможны два режима работы: первый режим характеризуется неподвижным ротором, когда $n_2 = 0$. В этом случае поля $F_1$ и $F_2$ будут вращаться в пространстве в разные стороны и машина не будет создавать никакого вращающего момента.

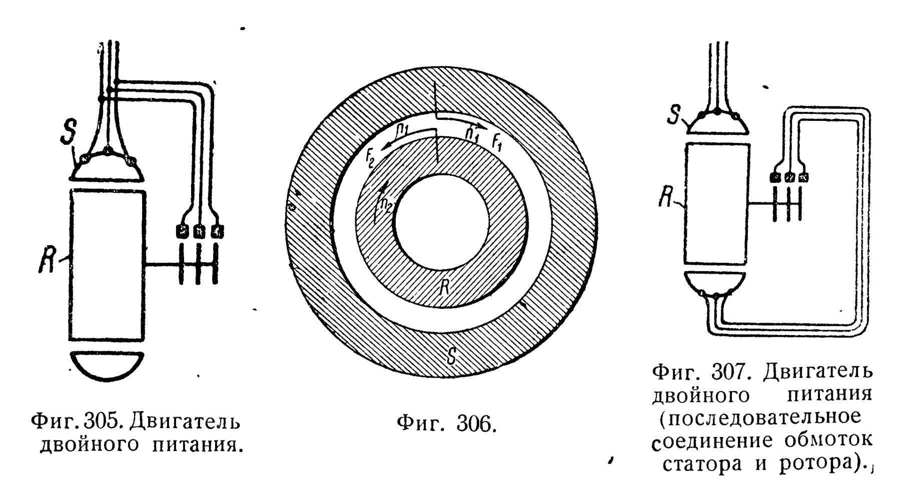
Второй режим работы получится, если привести ротор каким-либо вспомогательным двигателем во вращение в направлении, обратном вращению м. д. с. $F_2$ с числом оборотов в минуту $n_2$, равным двойному синхронному, т. е. со скоростью $n_2 = 2n_1$.

В этом случае магнитное поле ротора $F_2$ будет в пространстве вращаться в ту же сторону, что и поле статора $F_1$ (т. е. по стрелке часов), и с такой же скоростью.

При таких условиях поле ротора $F_2$ будет взаимодействовать с полем статора $F_1$, в результате чего машина начнет развивать вращающий момент.

При этом машина все время будет вращаться с постоянной (двойной синхронной) скоростью независимо от нагрузки. Таким образом с этой точки зрения машина двойного питания ведет себя как синхронная машина. Вместо параллельного соединения обмоток статора $S$ и ротора $R$ их можно соединить последовательно, как показано на фиг. 307.

При перегрузках выше предельного момента машина двойного питания „выпадает из синхронизма“ и останавливается, это является суще-




Фиг. 305. Двигатель двойного питания.

Фиг. 306.

Фиг. 307. Двигатель двойного питания (последовательное соединение обмоток статора и ротора).

ственным недостатком такой машины. Вторым недостатком машины двойного питания является ее наклонность к „качаниям“.

Поэтому машины этого типа не нашли распространения на практике.

Как было сказано выше, машина двойного питания не может самостоятельно развернуть свой ротор до двойной синхронной скорости и требует небольшого вспомогательного двигателя для пуска в ход.

Пуск в ход машины двойного питания может быть осуществлен также и по-другому.

При пуске в ход можно ротор машины двойного питания приключить к вспомогательному преобразователю частоты, изменяющему постепенно частоту питающего потока от нуля до двойной частоты сети.

В этом случае ротор машины двойного питания постепенно самостоятельно раскручивается до двойной синхронной скорости, после чего его контактные кольца могут быть приключены к сети.

При помощи такого преобразователя частоты можно также осуществить регулирование скорости машины двойного питания. Машина двойного питания может устойчиво работать, как показал проф.

В. А. Толвинский,[1] также и в асинхронном режиме вблизи скорости вращения вращающегося поля машины.

В этом случае мы имеем как бы совмещение в одном корпусе двух асинхронных двигателей. Один из таких двух двигателей состоит из статора, получающего питание из сети, и из ротора, замкнутого не на короткое, как обычно, а на ту же сеть, которая может быть рассматриваема как своего рода реостат, включенный в цепь ротора машины.

Другой двигатель имеет первичной своей цепью ротор той же машины, получающий питание из сети, а вторичной цепью является статор, замкнутый на сопротивление сети. При таких условиях в обмотках статора и ротора будут протекать токи двух частот — частоты сети и скольжения. При этом токи частоты скольжения будут протекать по проводам сети, что может создать затруднения в работе других приемников электроэнергии, приключенных к сети. Это обстоятельство ограничивает возможность распространения машин этого типа.

## *ГЛАВА XXX*

## НЕСТАЦИОНАРНЫЕ ПРОЦЕССЫ, ПРОИСХОДЯЩИЕ В АСИНХРОННОМ ДВИГАТЕЛЕ ПРИ ПЕРЕХОДНЫХ РЕЖИМАХ

**§ 263. Внезапное включение на сеть асинхронного двигателя при разомкнутом роторе.** Как известно[2], в момент приключения к сети переменного тока какой-либо катушки с самоиндукцией $L$ и с активным сопротивлением $r$ мы можем получить кривую изменения тока разной формы в зависимости от того, в какой момент времени произошло приключение к сети.

Статор асинхронного двигателя с разомкнутым ротором является своего рода катушкой самоиндукции $L$, как это показано для случая однофазной цепи на фиг. 308.

Как известно, для контура фиг. 308, можно написать уравнение[2]

$$u = ir + L\frac{di}{dt}. \qquad (261,1)$$

Для синусоидального напряжения $u = U_m \sin \omega t$ решение этого диференциального уравнения приводит к следующему хорошо известному результату:

$$i = \frac{U_m}{\sqrt{r^2 + \omega^2 L^2}} \sin(\omega t - \varphi). \qquad (262,2)$$

Это решение дает уравнение принужденных колебаний (с частотой сети).

Однако уравнение (261,2) дает еще другое решение, которое приводит к так называемым свободным колебаниям или выравнивающему току, который длится до тех пор, пока длится переходный режим.

---

[1] Проф. В. А. Толвинский, Асинхронные режимы машины при двойном питании от той же сети, „Электричество“ № 9, 1926.

[2] См. акад. В. Ф. Миткевич, Физические основы электротехники.

Этот переходный процесс совершается под влиянием констант контура $L$ и $r$ и совершенно не зависит от приложенного напряжения.

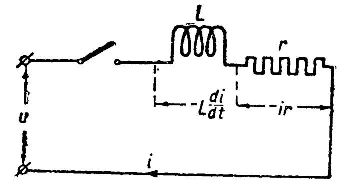
Таким образом „свободный", или „выравнивающий", ток может быть получен, если в уравнении (262,1) напряжение на зажимах положить равным нулю (т. е. $u = 0$), замкнув на короткое самые зажимы.

В этом случае мы получим уравнение

$$ir + L\frac{di}{dt} = 0,$$

решение которого дает величину свободного тока $i_{св}$:

$$i_{св} = Ae^{-\frac{r}{L}t}.$$




Фиг. 308. Контур с катушкой самоиндукции $L$ и активным сопротивлением $r$.

Таким образом полное решение [1] диференциального уравнения будет

$$i = \frac{U_m}{\sqrt{r^2 + \omega^2 L^2}} \sin(\omega t - \varphi) + Ae^{-\frac{r}{L}t}, \qquad (262,3)$$

или

$$i = \frac{U_m}{\sqrt{r^2 + \omega^2 L^2}} \left[ \sin(\omega t + \alpha - \varphi) - \sin(\alpha - \varphi)\, e^{-\frac{r}{L}t} \right] \qquad (262,4)$$

или

$$i = i_{np} + i_{св}, \qquad (5)$$

где $i_{np}$ — ток принужденного режима и $i_{св}$ — свободный ток.

Таким образом свободный ток имеет величину

$$i_{св} = -\frac{U_m}{\sqrt{r^2 + \omega^2 L^2}} \sin(\alpha - \varphi)\, e^{-\frac{r}{L}t}.$$

По своей величине свободный ток $i_{св}$ устанавливается таким, что он всегда противоположен и равен тому току принужденных колебаний $i_{np}$, который должен был бы установиться в начальный момент времени, если бы не было переходного процесса.

На фиг. 308а показаны в виде примера кривые тока принужденного режима $i_{np}$ и свободного тока $i_{св}$. Из фиг. 308а видно, что свободный ток $i_{св}$ по существу является постоянным затухающим током.

Из чертежа ясно, что наибольший бросок тока $i_m$ получится для того случая, когда включение произойдет в момент $\alpha - \varphi = \frac{\pi}{2}$.

Если затухание свободного тока $i_{св}$ при этом будет невелико, то бросок тока получит максимально возможное значение

$$i_m \approx 2I_{np}.$$

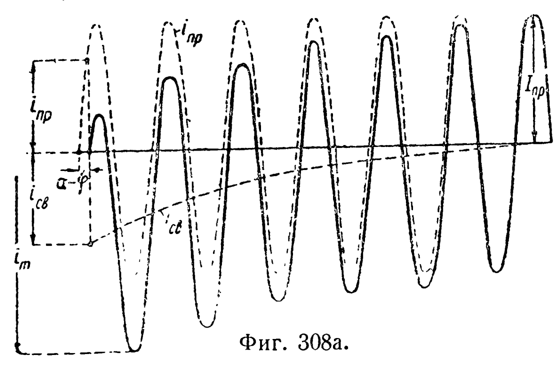
Заметим, что все эти рассуждения справедливы для того случая, когда дроссель $L$ совершенно не насыщен.

---

[1] См. проф. К. А. Круг, Основы электротехники, стр. 794.

В противоположном случае, как будет видно ниже, бросок тока может быть значительно больше двойного $I_{пр}$.

Если случайно включение произойдет в тот момент, когда $\alpha - \varphi = 0$, то можно показать, что „свободный“ ток будет равен нулю.



Фиг. 308а.

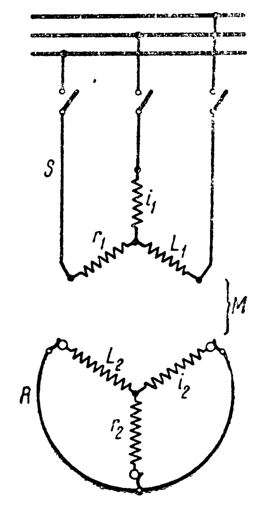
Из сказанного ясно, что свободный ток $i_{св}$ имеет очень большое значение в переходных процессах.

Таким образом этот свободный ток в переходных процессах играет такую роль, что он переводит двигатель из одного состояния нагрузки в другое, т. е. из состояния начального режима (включение на сеть) к установившемуся режиму (нормальная работа).

Перейдем теперь от теоретического к действительному случаю и рассмотрим процессы включения на сеть статора асинхронного двигателя (фиг. 308).

Рассматривая процессы, происходящие в статорной обмотке $S$, в момент включения статорной обмотки на сеть (при разомкнутом роторе $R$), мы получим такие же кривые включения, как было показано на фиг. 308а.

**§ 264. Внезапное включение статора асинхронного двигателя на сеть при закороченном роторе.** Однако если обмотка ротора замкнута на короткое, то процессы включения будут значительно сложнее (фиг. 309).



Фиг. 309. Включение статора двигателя на зажимы сети при замкнутом роторе.

Это следует из того, что теперь придется написать не одно диференциальное уравнение, как раньше, а два:

$$L_1 \frac{di_1}{dt} + r_1 i_1 + M \frac{di_2}{dt} = 0;$$

$$L_2 \frac{di_2}{dt} + r_2 i_2 + M \frac{di_1}{dt} = 0.$$

Интегрируя эти два диференциальных уравнения и полагая приближенно для упрощения задачи $L_1 \approx L_2 = L$, $r_1 = r_2 = r$, найдем следующие выражения для свободных токов $i_{1св}$ и $i_{2св}$, текущих в статоре и роторе при переходных процессах:

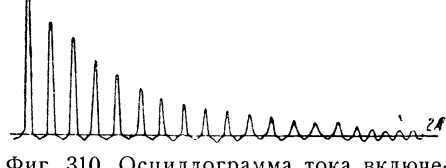
$$i_{1св} = A_1 e^{-\frac{r}{L+M}t} + A_2 e^{-\frac{r}{L-M}t}, \qquad (263,1)$$

$$i_{2св} = A_1 e^{-\frac{r}{L+M}t} - A_2 e^{-\frac{r}{L-M}t}. \qquad (263,2)$$

Изучая правые части этих двух уравнений, мы видим, что первый член имеет большую постоянную времени $\frac{L+M}{r}$, почему эта составляющая падает до своего нулевого значения, медленно затухая.

Второй член правой части этих уравнений имеет малую постоянную времени $\frac{L-M}{r}$, вследствие чего эта составляющая затухает быстро.

**§ 265. „Бросок" тока при включении на сеть магнитнонасыщенного статора асинхронного двигателя.** На фиг. 310 представлена осциллограмма тока при включении статора асинхронного двигателя к сети при разомкнутой обмотке ротора.

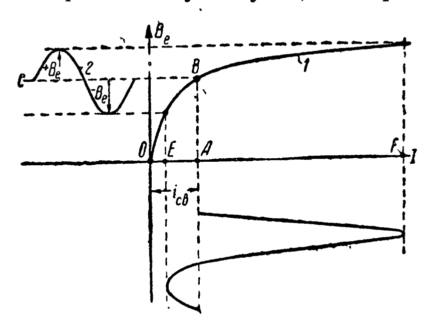


Фиг. 310. Осциллограмма тока включения (при разомкнутой обмотке ротора).

Как видно из фиг. 310, в первый момент получается „удар" тока в 65 А, причем ток статора через некоторое время спадает до величины 2 А, равной току холостого хода. Таким образом мы в случае нашего примера наблюдаем в первый момент времени почти 33-кратное возрастание тока.

Для того чтобы понять причину такого резкого возрастания тока, рассмотрим фиг. 311, где изображена кривая намагничивания *1*.

Отложим на этом чертеже отрезок $OA$, равный величине свободного тока первого мгновения $i_{св}$. Проведем вертикаль $AB$ и, найдя точку пересечения $B$ с кривой намагничивания, проведем горизонталь $CB$. Построим синусоиду *2*, изображающую кривую изменения магнитной индукции в какой-либо из точек воздушного зазора асинхронного двигателя.



Фиг. 311. Графическое построение для нахождения „броска" тока при включении.

Из чертежа видно, что, для того чтобы магнитная индукция машины могла изменяться в пределах $+B_e$, $-B_e$, необходимо, чтобы ток в фазной обмотке статора двигателя изменялся в пределах $AE$ и $AF$. Таким образом в результате построения мы получаем несимметричную кривую тока $i$.

С течением времени величина свободного тока $i_{св}$ уменьшается, точка $B$ на кривой намагничивания перемещается влево к началу координат, и кривая тока $i$ приближается к синусоиде, как мы уже видели это на осциллограммах.

Из сказанного ясно, что „бросок" тока на осциллограмме фиг. 310 вызывается, главным образом, магнитным насыщением железа статора и ротора двигателя под влиянием постоянного тока $i_{св}$.

Как было выяснено выше, при включении на сеть двигателя постоянный свободный ток может и отсутствовать ($i_{св} = 0$), если включение

машины случайно произошло в момент $\alpha - \varphi = 0$. В этом случае мы не будем наблюдать никакого „броска“ тока при включении. „Броски“ тока при включении, хотя длительность их и невелика, являются весьма нежелательными, так как они могут вызвать большие механические усилия в лобовых частях обмотки, могущие механически разрушить обмотку.

Применяя так называемые „ступенчатые“ выключатели, можно ограничить вышеописанные „броски“ тока.

На фиг. 312 показан такой ступенчатый выключатель в схематическом изображении.

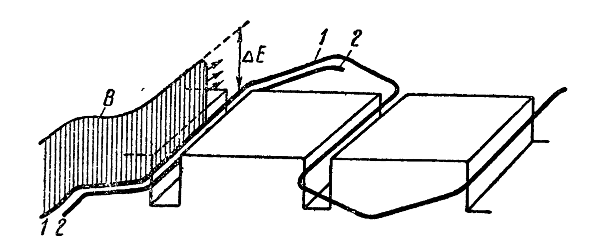
Как видно из фиг. 312, кроме главного (рабочего) контакта *1* этот выключатель имеет еще вспомогательный контакт *2*, соединенный с активным сопротивлением $r$. При перемещении ножа выключателя сначала включается контакт *2* и сопротивление $r$ (на весьма короткое время порядка $^1/_{10}$—$^1/_{20}$ сек.), после чего сопротивление $r$ замыкается на короткое и включается рабочий контакт *1*.

Фиг. 312. Ступенчатый выключатель.

**§ 266. Перенапряжения в обмотках асинхронных двигателей.** Большим напряжениям подвергается часто изоляция обмотки статора высоковольтного асинхронного двигателя, включаемого непосредственно на сеть без посредства понизительного трансформатора.

Эти перенапряжения в обмотках статора могут возникнуть благодаря появлению в линии так называемых блуждающих волн, вызванных атмосферными разрядами или переключательными процессами.

На фиг. 313 схематически показана такая блуждающая волна $B$ с крутым фронтом, несущаяся с большой скоростью[1] по проводу *1*, благодаря чему между проводом *1* и смежным проводом *2* создается большая разность потенциалов $\Delta E$.




Фиг. 313. Блуждающая волна с „крутым фронтом“.

Величина $\Delta E$ может быть порядка напряжения линии или может даже превосходить ее в известных случаях в несколько раз.

Длительность процесса перенапряжения крайне непродолжительна (измеряется миллионными долями секунды), все же действие таких волн на изоляцию бывает разрушительным, так как величина $\Delta E$ часто бывает порядка линейного напряжения и даже иногда значительно превосходит его.

---

[1] Порядка скорости распространения света.

При стационарных же режимах напряжение между смежными витками отдельных секций обычно не превосходит порядка десятков вольт.

Волна перенапряжения ложится больше всего на первые витки (от зажимов) обмотки, хотя исследования показывают, что и в средних витках также при известных условиях могут наблюдаться значительные перенапряжения.

Ввиду чрезвычайной кратковременности импульсных волн нет надобности изолировать смежные витки друг относительно друга такой изоляцией, которая может вынести длительно полное линейное напряжение, что удорожило бы чрезвычайно всю машину.

Раньше считали правильным придавать усиленную изоляцию лишь 2—3 первым виткам статорной обмотки, расположенным у зажимов, теперь же это считается непрактичным, ввиду того что перенапряжения часто обнаруживают также и во внутренних витках обмоток.

Наиболее страдают от перенапряжений, как было сказано, статорные обмотки двигателей, включенных непосредственно в высоковольтную сеть.

Для защиты изоляции таких двигателей часто последовательно с двигателем включаются в сеть небольшие дроссельные катушки без железа для сглаживания крутого фронта волны.

Хорошую услугу оказывают также и конденсаторы, включенные между зажимами двигателя и землей для поглощения волн перенапряжения и „сглаживания" крутых фронтов блуждающих волн.

Применение подземного кабеля между машиной и воздушной линией равносильно включению параллельной емкости, что дает также эффект „сглаживания" бегущей волны и защищает обмотки статора машины.

Из сказанного ясно, сколь тяжелы условия работы высоковольтного двигателя, получающего питание непосредственно от воздушной сети высокого напряжения.

Питание двигателя через трансформатор хорошо защищает машину от возможных перенапряжений.

Если это по экономическим соображениям нецелесообразно, обмотки двигателя должны быть снабжены надежной повышенной крепости изоляцией.

Могут опасные перенапряжения в статоре двигателя появиться при отключении от сети статора двигателя с предварительно разомкнутым фазовым ротором (с контактными кольцами).

На основании ряда исследований известно, что перенапряжение в статорных обмотках при таких условиях может достичь весьма опасных величин, превосходящих номинальное напряжение в 3—4 раза. Поэтому такой способ отключения мотора является опасным и не рекомендуется в особенности для высоковольтных двигателей.

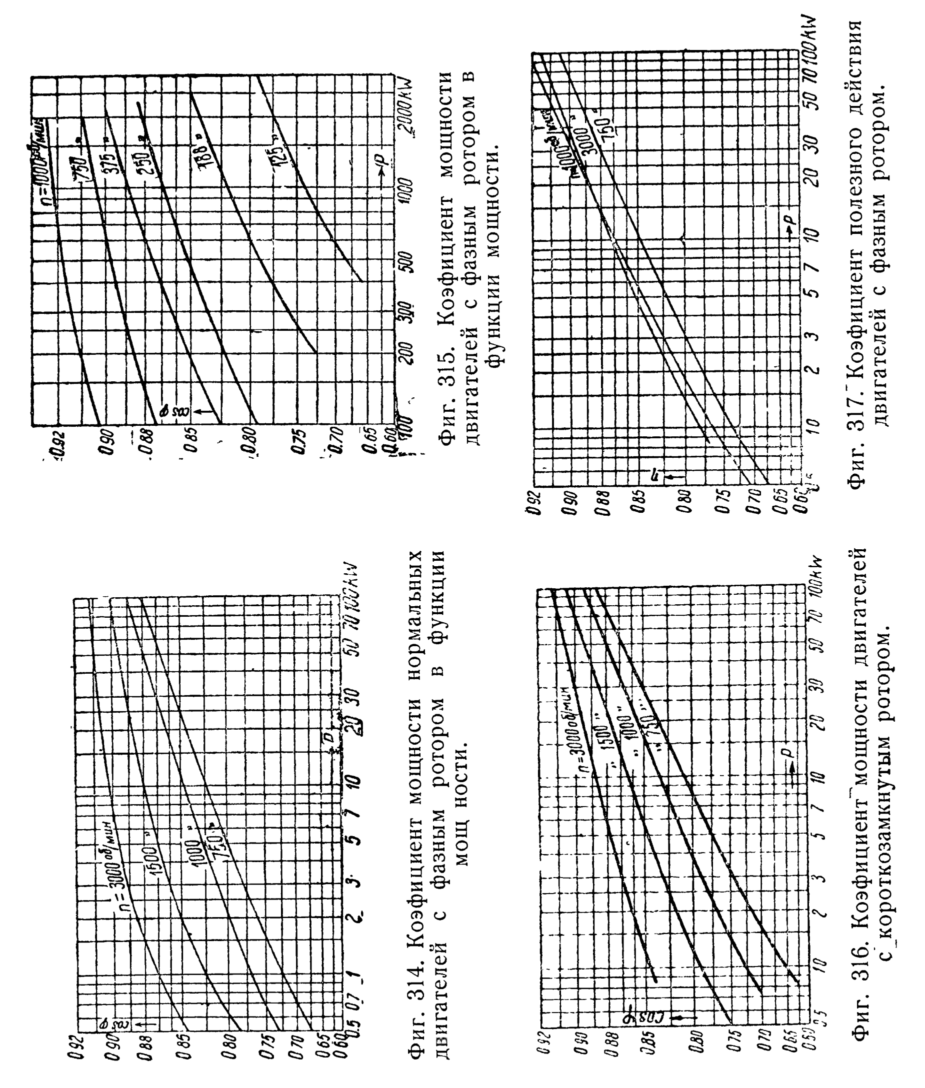
Если же статор двигателя отключается от сети при замкнутом роторе, магнитная энергия вращающегося поля исчезает не сразу, но убывает постепенно, так как часть энергии магнитного поля в роторе переходит в электрическую и расходуется на джоулево тепло обмотки ротора.

---

# ГЛАВА XXXI

## НОРМАЛЬНЫЕ СВОЙСТВА АСИНХРОННЫХ МАШИН

**§ 267. Нормальные свойства асинхронных машин.** На фиг. 314, 315, 316 даны кривые зависимости $\cos\varphi$ от мощности асинхронной машины и ее быстроходности.



Фиг. 315. Коэфициент мощности двигателей с фазным ротором в функции мощности.

Фиг. 317. Коэфициент полезного действия двигателей с фазным ротором.

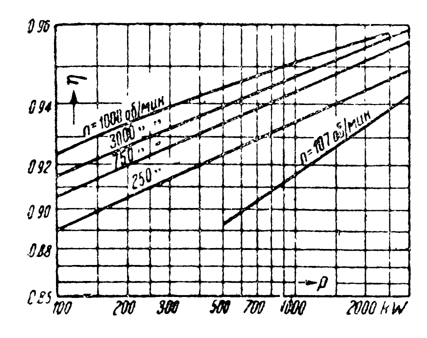
Фиг. 314. Коэфициент мощности нормальных двигателей с фазным ротором в функции мощ ности.

Фиг. 316. Коэфициент мощности двигателей с короткозамкнутым ротором.

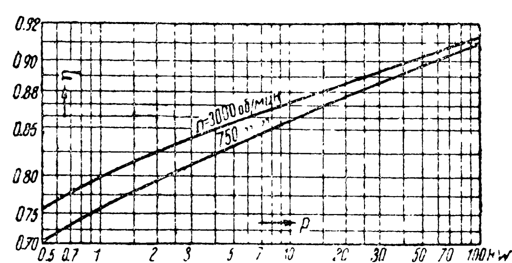
На фиг. 317, 318 и 319 показаны кривые зависимости коэфициента полезного действия $\eta$ от мощности машины и ее быстроходности. Из этих кривых видно, что коэфициент мощности машины $\eta$ и коэфициент мощности $\cos\varphi$ при нормальной нагрузке растут по мере увеличения

быстроходности машины и ее мощности. На фиг. 320 даны средние значения скольжения при номинальной нагрузке хорошо использованных четырехполюсных асинхронных двигателей [1].

Для более быстроходных машин ($p = 1$) эти значения скольжения, получаются, как правило, немного меньшие, а для тихоходных машин




Фиг. 318. Коэфициент полезного действия двигателей с фазным ротором.

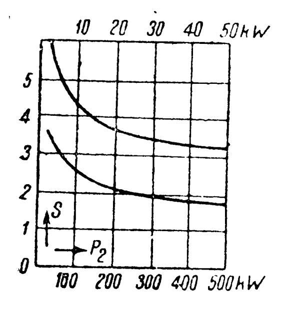



Фиг. 319. Коэфициент полезного действия двигателей с короткозамкнутым ротором.

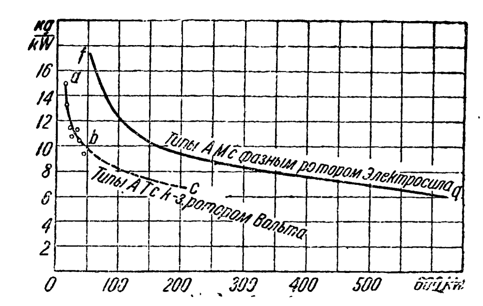
($p > 2$) получаются немного больше, чем значения скольжения для четырехполюсных машин согласно фиг. 320.

**§ 268. Вес машины.** Общий вес готовой машины складывается из веса активного и неактивного материала.

К активному материалу машины относится: железо статора и ротора и обмотки статора и ротора.




Фиг. 320. Средние значения скольжения в функции мощности.




Фиг. 321. „Удельный вес“ (в kg на один kW) в функции мощности машины.

Остальной материал машины (вал, подшипники с подшипниковыми щитами, остов и пр.) относится к неактивным материалам.

В среднем обычно вес активных материалов составляет половину общего веса машины. Если разделить общий вес машины (в kg) на ее мощность (в kW), получится величина, характеризующая степень использования активных и неактивных материалов машины. Можно наз-

---

[1] По Richter'у т. IV, стр. 406.

вать эту величину удельным весом машины (измеряемым в килограммах на один киловатт мощности). На фиг. 321 показана в виде кривой зависимость между удельным весом машины (в kg/kW) и ее мощностью в kW для машин типа АМ с фазным ротором завода „Электросила“ и машин типа АТ с короткозамкнутым ротором завода „Вольта“. Из этой фигуры видно, что удельный вес машины уменьшается по мере возрастания мощности, т. е. мы видим, что степень использования активных и неактивных материалов машины растет по мере возрастания мощности.

Из фиг. 321 также видно, что асинхронные машины с фазным ротором получаются более тяжелыми, а следовательно, и более дорогими, чем машины с короткозамкнутым ротором.

Ниже для иллюстрации приводится таблица удельных весов серии асинхронных машин, выпускаемых нашими заводами „Вольта“ (тип АТ) и „Электросила“ (тип АМ) [1] (табл. 24).

Из этой таблицы видно, что удельный вес для быстроходных машин и для машин с короткозамкнутым ротором получается, как правило, меньше.

**§ 269. Серии асинхронных двигателей, построенных советскими заводами.** На приводимых ниже таблицах сгруппированы основные данные нескольких серий двигателей, построенных нашими электромашиностроительными заводами. На табл. 25 приведены данные серии И (индустриализация) завода „Электросила“ [2]. Эта серия была разработана в 1929/30 г. на заводе „Электросила“ и затем пересчитана с повышением мощности на 20%, причем новая серия получила обозначение И-2.

Изучая табл. 25, мы видим, что серия И-2 включает в себя двигатели с тремя диаметрами $D = 77$, 106 и 136 mm, причем каждому диаметру соответствуют две длины железа для каждого числа полюсов.

Статор машины И-2 имеет трапециевидные пазы с „насыпной“ обмоткой.

Беличья обмотка ротора получается путем заливки алюминием.

На табл. 26 приведены данные серии Т, которая является продолжением серии И-2.

Эта серия охватывает мощности от 6,8 до 100 kW и включает в себя двигатели с пятью внешними диаметрами статора $D_1 = 242$, 290, 335, 395, 465 mm.

На табл. 27 приведены данные другой серии МТ.

Эта серия МТ (модернизированная Т) включает в себя мощности от 6,8 до 55 kW; она имеет длины железа, сокращенные по сравнению с серией Т. Система вентиляции в этих двигателях — радиальная.

На табл. 28 приведены данные появившейся позднее серии АТ (первоначальный вариант). В этой серии паз статора открытый с американской двухслойной обмоткой.

Паз ротора — полузакрытый со стержневой обмоткой (по два стержня в пазу).

---

[1] По данным сборника „За единые серии электрических машин“, вып. 1, изд. ОНТИ, 1935 г.

[2] Приводимый ниже цифровой материал взят из книги инж. В. А. Трапезникова, Основы проектирования асинхронных машин, ОНТИ, 1937 г.

ТАБЛИЦА 24

| Двигатели завода | 1 500 об/мин | | | 1 000 об/мин | | | 750 об/мин | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | Тип | Мощность в kW | Удельный вес в kg/kW | Тип | Мощность в kW | Удельный вес в kg/kW | Тип | Мощность в kW | Удельный вес в kg/kW |
| Завод „Вольта“ с короткозамкнутым ротором на 500 V (тип AT) | 811/4 | 29 | 8,27 | 811/6 | 20,5 | 11,7 | 811/8 | 16 | 15,0 |
| | 812/4 | 34 | 7,35 | 812/6 | 24,5 | 16,2 | 812/8 | 19 | 13,2 |
| | 813/4 | 40 | 6,5 | 813/6 | 29 | 8,96 | 813/8 | 22,5 | 11,6 |
| | 821/4 | 46,5 | 6,02 | 821/6 | 34 | 8,25 | 821/8 | 26 | 10,8 |
| | 911/4 | 55 | 6,35 | 911/6 | 40 | 8,75 | 911/8 | 31 | 11,3 |
| | 921/4 | 65 | 6,00 | 921/6 | 46,5 | 8,15 | 921/8 | 36 | 10,6 |
| | 931/4 | 75 | 5,86 | 931/6 | 57 | 7,35 | 931/8 | 44 | 9,55 |
| | 114/4 | 110 | 7,85 | 114/6 | 70 | 12,4 | 114/8 | 55 | 15,7 |
| | 115/4 | 135 | 7,02 | 115/6 | 95 | 10 | 115/8 | 70 | 13,6 |
| | 116/4 | 165 | 6,3 | 116/6 | 110 | 9,5 | 116/8 | 85 | 12,2 |
| | 125/4 | 175 | 6,00 | 125/6 | 135 | 7,8 | 125/8 | 110 | 9,5 |
| | 126/4 | 210 | 5,5 | 126/6 | 160 | 7,2 | 126/8 | 135 | 8,6 |
| | 127/4 | 250 | 5,0 | 127,6 | 190 | 6,6 | 127/8 | 150 | 8,3 |
| Завод „Электросила“ (тип АМ) с короткозамкнутым ротором на 500 V | 135/4 | 250 | 5,3 | 135/6 | 190 | 6,9 | 135/8 | 150 | 8,8 |
| | 136/4 | 300 | 4,9 | 136/6 | 225 | 6,5 | 136/8 | 180 | 8,1 |
| | 138/4 | 400 | 4,5 | 138/6 | 300 | 6 | | | |
| Завод „Электросила“ (тип АМ) с фазным ротором на 3 000 V | 145/4 | 350 | 5,76 | 145/6 | 250 | 8,1 | 145/8 | 195 | 10,4 |
| | 146/4 | 410 | 5,35 | 146/6 | 300 | 7,3 | 146/8 | 235 | 9,4 |
| | 147/4 | 480 | 4,93 | 147/6 | 350 | 6,75 | 147/8 | 275 | 8,6 |
| | 148/4 | 550 | 4,92 | | | | | | |
| | | | | 155/6 | 375 | 7,25 | 155/8 | 300 | 9,0 |
| | | | | 156/6 | 460 | 6,55 | 156/8 | 370 | 8,2 |
| | | | | 157/6 | 550 | 5,8 | 157/8 | 430 | 7,4 |
| | | | | 158/6 | 640 | 5,2 | 158/8 | 500 | 6,7 |
| | | | | 1510/6 | 800 | 4,68 | 1510/8 | 625 | 6,0 |

ТАБЛИЦА 25

**Основные данные серии И-2 „Электросила“**

| Тип | Внешний диаметр статора $D_1$ в mm | Число полюсов $2p$ | Внутренний диаметр статора $D$ в mm | Длина железа $l$ в mm | Полюсное деление $\tau$ в cm | Воздушный зазор $\delta$ в mm | Внутренний диаметр ротора в mm | $\frac{q_1}{Q_1}$ | Статор (Паз статора): Размер паза, штампованный в mm $(b - b_2) \cdot h$ | Ротор (Паз ротора): Число пазов $Q_2$ | Ротор (Паз ротора): Размер паза, штампованный в mm $(b - b_2) \cdot h$ | Линейная нагрузка $AS$ | Средняя индукция в воздухе $B_{cp}$ | Плотность тока в обмотке статора $\Delta_1$ в A/mm² | Мощность в kW |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 | 9 | 10 | 11 | 12 | 13 | 14 | 15 | 16 |
| $\frac{10}{4} - \frac{11}{4}$ | 126 | 4 | 77 | 50—86 | 6,05 | 0,25 | 22 | 2/24 | (7,5—10,4)×16,0 | 31 | — | 170 | 4 050 | 4,9 | 0,25—0,52 |
| $\frac{10}{6} - \frac{11}{6}$ | 126 | 6 | 77 | 60—96 | 4,03 | 0,25 | 22 | 1,5/27 | (6,7— 9,3)×16,0 | 31 | — | 145 | 3 750 | 4,5 | 0,1—0,25 |
| $\frac{20}{4} - \frac{21}{4}$ | 168 | 4 | 106 | 73—115 | 8,3 | 0,3 | 32 | 2,25/27 | (8,7—11,7)×18,8 | 35 | (5,2—3,6)×13,6 | 210 | 4 600 | 5,1 | 1,3—2,3 |
| $\frac{20}{6} - \frac{21}{6}$ | 168 | 6 | 106 | 83—125 | 5,53 | 0,3 | 32 | 1,5/27 | (8,7—11,7)×18,8 | 35 | (5,2—3,6)×13,6 | 205 | 4 500 | 4,6 | 0,8—1,3 |
| $\frac{30}{4} - \frac{31}{4}$ | 210 | 4 | 136 | 98—150 | 10,68 | 0,35 | 40 | 3/36 | (8,2—10,7)×21,5 | 44 | (5,2—3,6)×13,6 | 260 | 4 900 | 5,5 | 3,7—5,2 |
| $\frac{30}{6} - \frac{31}{6}$ | 210 | 6 | 136 | 112—160 | 7,13 | 0,35 | 40 | 2/36 | (8,2—10,7)×21,5 | 44 | (5,2—3,6)×13,6 | 240 | 4 500 | 5,3 | 2,5—3,5 |
| $\frac{31}{8} - \frac{31}{8}$ | 210 | 8 | 136 | 112—160 | 5,35 | 0,35 | 40 | 1,5/36 | (8,2—10,7)×21,5 | 44 | (5,2—3,6)×13,6 паз ротора скосить на 6,5° | 235 | 4 400 | 4,7 | 1,3—2,3 |

ТАБЛИЦА 26

**Основные размеры двигателей серии Т с фазным ротором завода ХЭМЗ**

| Тип | Внешний диаметр статора $D_1$ в mm | Число полюсов $2p$ | Внутренний диаметр статора $D$ в mm | Длина железа в mm $l + n_s \cdot b_s$ | Полюсное деление $\tau$ в cm | Воздушный зазор $\delta$ в mm | Внутренний диаметр ротора в mm | Статор (Форма A, Форма B, Форма C; Пазы статора) $\frac{q_1}{Q_1}$ | Статор: Размер паза штампованного $(b - b_2) \cdot h$ | Статор: Форма паза | Ротор (Форма A, Форма B; Пазы ротора) $\frac{q_2}{Q_2}$ | Ротор: Размер паза штампованного $(b - b_2) \cdot h$ | Ротор: Форма паза | $AS$ | Средняя индукция в воздушном зазоре $B_{cp}$ | Плотность тока обмотки статора в A/mm² | Мощность в kW |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 | 9 | 10 | 11 | 12 | 13 | 14 | 15 | 16 | 17 | 18 |
| Т-1 500/6,8 | 242 | 4 | 158 | 160 | 12,4 | 0,4 | 52 | 2,5/30 | 11,1 × 20,0 | A | 3/36 | (7—5) × 21,5 | B | — | — | — | 6.8 |
| Т-1 000/4 5 | 242 | 6 | 174 | 160 | 9,1 | 0,35 | 52 | 2,5/45 | (8,4—9,7) × 18,8 | C | 2/36 | (7—5,4) × 22,0 | B | — | — | — | 4 5 |
| Т-1 500/10—14.5 | 290 | 4 | 190 | 132/205+10 | 14,9 | 0,5 | 65 | 3/30 | (10—12) × 22,0 | C | 4/48 | 4.8 × 21.5 | A | 190 | 4 200 | 5,0 | 10/14 5 |
| Т-1 000/6,8—10 | 290 | 6 | 208 | 132/205+10 | 10,9 | 0,45 | 65 | 2/36 | (11,4—13 4) × 21,6 | C | 3/54 | 5 × 22.5 | A | 220 | 4 500 | 5,0 | 6 8/10 |
| Т-750/4,5—6,8 | 290 | 8 | 216 | 132/215 | 8,45 | 0 45 | 65 | 2/48 | (8,7—10,9) × 22 0 | C | 3/72 | 4,4 × 19 5 | A | 230 | 4 100 | 5,0 | 4,5/6,8 |
| Т-1 500/20,5—29 | 335 | 4 | 220 | 165/245+20 | 17,27 | 0,6 | 75 | 3/36 | (12—14) × 22 5 | C | 4/48 | 5,4 × 24,0 | A | 250 | 5 300 | 5 | 20,5/29 |
| Т-1 000/14 5—20 5 | 335 | 6 | 240 | 165/245+20 | 12.56 | 0,55 | 75 | 3/54 | (8,7—10,2) × 24 5 | C | 4/72 | 4 8 × 21,5 | A | 260 | 4 900 | 5,0 | 14,5·20 |
| Т-750/10 —14,5 | 335 | 8 | 250 | 165/245+20 | 9 82 | 0,5 | 75 | 2/48 | (8.7—10,9) × 22,0 | C | 3/72 | 4,4 × 19,5 | A | 230 | 4 100 | 5 0 | 10/14.5 |
| Т-1 500/40—55 | 395 | 4 | 260 | 195 + 20 / 285 + 30 | 20,4 | 0,7 | 85 | 3/36 | (12,8—15,8) × 26 3 | C | 4/48 | 5,9 × 28,5 | A | 250 | 5 000 | 5,2 | 40/55 |
| Т-1 000/29—40 | 395 | 6 | 285 | 195 + 20 / 285 + 30 | 14,9 | 0,6 | 85 | 3/54 | (9,6—12) × 27,0 | C | 4/72 | 4,9 × 27,7 | A | 310 | 4 800 | 4,6 | 29/40 |
| Т-1 750/20 5—29 | 395 | 8 | 300 | 205 / 295 + 20 | 11,8 | 0,6 | 85 | 2/48 | (11,5—14) × 25,5 | C | 3/72 | 5,5 × 24,0 | A | 280 | 4 200 | 5,0 | 20,5/29 |
| Т-1 500/75—100 | 465 | 4 | 305 | 240 + 20 / 330 + 40 | 24 | 0,8 | 115 | 4/48 | 12,3 × 29,2 | B | 5/60 | 6,1 × 28,2 | A | 250 | 4 700 | 5,1 | 75/100 |
| Т-1 000/55—75 | 465 | 6 | 332 | 240 + 20 / 330 + 40 | 17,4 | 0,7 | 192 | 3/54 | 11,8 × 30,0 | B | 4/72 | 5,7 × 30,7 | A | 330 | 4 600 | 4,6 | 55/75 |
| Т-750/40—55 | 465 | 8 | 354 | 240 + 20 / 330 + 40 | 13,9 | 0,7 | 224 | 3/72 | (11,2—10,2) × 30,7 | C | 4/96 | 5,2 × 27,7 | A | 310 | 4 400 | 4,7 | 40/55 |

# ТАБЛИЦА 27

## Основные данные серии МТ с короткозамкнутым ротором завода ХЭМЗ

| № габарита | Внешний диаметр статора $D_1$ в mm | Число полюсов $2p$ | Внутренний диаметр статора $D$ в mm | Длина железа $l$ в mm | Полюсное деление $\tau$ в cm | Воздушный зазор $\delta$ в mm | Внутренний диаметр ротора в mm | Статор: Форма паза | Статор: $\overline{Q_1}$ | Статор: Размер паза штампованный в mm $(b - b_2) \cdot h$ | Ротор: Форма паза | Ротор: Число пазов | Ротор: Размер паза штампованный $(b_2 - b) \cdot h$ | Линейная нагрузка $AS$ | Средняя индукция в воздухе $B_{cp}$ | Плотность тока в A/mm² | Мощность в kW |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 | 9 | 10 | 11 | 12 | 13 | 14 | 15 | 16 | 17 | 18 |
| 5 | 242 | 4 | 158 | 132/160 | 12,4 | 0.4 | 52 | A | 2,5/30 | 11,1 × 20,2 | C | 36 | 4,9 × 18,4 | 230 | 4 750 | 6,4 | 6,8/8.2 |
| 5 | 242 | 6 | 174 | 132/160 | 9,1 | 0,35 | 52 | C | 2,5/45 | (8,4—9,7) × 18,8 | C | 48 | 5,2 × 17 | 230 | 4 300 | 6,3 | 4,5/5,5 |
| 6 | 290 | 4 | 190 | 110/132 | 14,93 | 0,5 | 65 | C | 3/36 | (9,9—11,9) × 21,6 | B | 46 | (2,2—4,8) × 22,6 | 270 | 4 700 | 6,1 | 10.5/13 |
| 6 | 290 | 6 | 208 | 110/132 | 10.9 | 0,45 | 65 | C | 2/36 | (11,3—13.3) × 21,6 | B | 45 | (2,8—5,9) × 24,3 | 270 | 5 050 | 6 | 7,5/10 |
| 6 | 290 | 8 | 216 | 110/132 | 8,45 | 0,45 | 65 | C | 2/48 | (8,6—10,8) × 21,6 | B | 65 | (3,8—5,1) × 17,8 | 275 | 4 750 | 6 | 5,2/7,1 |
| 7 | 335 | 4 | 220 | 132/165 | 17.3 | 0,6 | 75 | C | 3/36 | (11,8—13,8) × 22 | B | 46 | (3,2—5,8) × 26,6 | 275 | 5 350 | 5,8 | 18/22,5 |
| 7 | 335 | 6 | 240 | 132/165 | 12,57 | 0,55 | 75 | C | 3/54 | (8,7—10,2) × 24,1 | B | 45 | (5,6—7,5) × 19,6 | 290 | 5 050 | 5,7 | 14/18 |
| 7 | 335 | 8 | 250 | 132/165 | 9 82 | 0,5 | 75 | C | 2/48 | (9,5—12,1) × 25 | B | 61 | (3,2—5,3) × 24,4 | 280 | 4 750 | 5,6 | 10/13 |
| 8 | 385 | 4 | 250 | 140/175 | 19.6 | 0.6 | 110 | C | 4/48 | (9,1—12,3) × 28,9 | C | 42 | 6,5 × 30 | 310 | 4 950 | 5.2 | 30/37,5 |
| 8 | 385 | 6 | 270 | 140/175 | 14,12 | 0,6 | 140 | C | 3/54 | (8,2—11,2) × 29,3 | B | 45 | (6,5—8,3) × 26 | 300 | 5 300 | 5,2 | 22,5/28 |
| 8 | 385 | 8 | 280 | 140/175 | 11 | 0,55 | 165 | C | 3/72 | (6,7—8,5) × 31,3 | B | 61 | (6,5—7,5) × 17 | 315 | 5 200 | 5,2 | 17/21 |
| 9 | 445 | 4 | 280 | 135/165 | 22,8 | 0,7 | 130 | C | 4/48 | (8.7—12,5) × 29 | B | 58 | (3,2—6,5) × 35 | 310 | 5 500 | 6,0 | 45/55 |
| 9 | 445 | 6 | 310 | 135/165 | 16,2 | 0,65 | 165 | C | 4/72 | (5,8—8,7) × 32 | B | 82 | (3—4,8) × 28.4 | 330 | 5 800 | 6,5 | 35/42 |
| 9 | 445 | 8 | 320 | 135/165 | 12,57 | 0,6 | 165 | C | 3/72 | (5,9—8,9) × 34,5 | B | 82 | (3,0—4,8) × 28,4 | 310 | 5 350 | 5,4 | 24/29 |

Примечание. Все моторы исполняются с короткозамкнутым ротором кроме габарита № 9, который исполняется также и с фазным ротором.

Завод „Электросила“ переработал серию АТ, в результате чего получилась последняя новая серия АМ. Эта серия оказалась стоящей на уровне наиболее совершенных серий асинхронных машин.

При переработке серии АТ завод „Электросила“ внес следующие изменения:

1) число пазов сокращено за счет их расширения;

2) в статоре применены открытые пазы с деревянным клином.

В новой серии АМ принята аксиальная система вентиляции.

## *ГЛАВА XXXII*

## РАСЧЕТ АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ

**§ 270. О математической неопределенности расчета электрических машин.** Расчет всякой электрической машины обычно сводится к решению некоторой системы уравнений со многими неизвестными, причем число неизвестных обычно бывает больше числа самих уравнений. Поэтому расчет электрической машины представляет собой в общем неопределенную задачу со многими решениями.

Из всех этих решений конструктору представляется возможность выбора одного, которому соответствовала бы наиболее совершенная машина как с точки зрения ее рабочих свойств, так и с точки зрения стоимости.

Поясним сказанное.

При расчете электрической машины приходится исходить из уравнения э. д. с., индуктированных вращающимся потоком в фазах статора или ротора.

В общем виде можно написать следующее выражение:

$$E_1 = C \cdot \Phi \cdot N, \qquad (270,1)$$

где $E_1$ — э. д. с., индуктированная вращающимся потоком (приблизительно равная напряжению у зажимов);

$\Phi$ — вращающийся магнитный поток, создаваемый обмотками статора и ротора;

$N$ — число проводов в обмотке статора или ротора;

$C$ — постоянная, зависящая от некоторых конструктивных данных машины.

Исследуя уравнение (270,1) мы видим, что для любой величины магнитного потока $\Phi$ можно найти соответственное число проводов $N$, при котором получается данная величина э. д. с. $E_1$ машины.

**§ 271. Расчетные варианты.** Задаваясь различными величинами $\Phi$ и определяя из уравнения (270,1), соответственные значения $N$, мы будем получать различные варианты проекта электрической машины на данную величину $E_1$.

Можно, например, задаться б о л ь ш о й величиной $\Phi$, тогда при данном диаметре ротора $D$ (приблизительно равном внутреннему диаметру статора) получится м а л о е $N$ и наоборот, при м а л о м $\Phi$ получится б о л ь ш о е $N$.

Таким образом мы можем получить два варианта, характеризуемые нижеследующей таблицей.

# ТАБЛИЦА 28

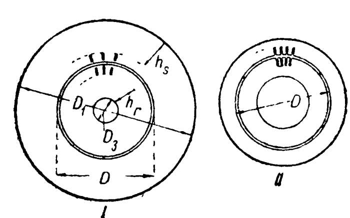
## Основные данные серии АТ с фазным ротором (вариант ВТБ)

| № габаритов | Внешний диаметр статора $D_1$ | Число полюсов $2p$ | Внутренний диаметр статора $D$ в mm | Полюсное деление $\tau$ в cm | Воздушный зазор $\delta$ в mm | Внутренний диаметр ротора в mm | Число пакетов (длина железа) | Статор (Паз статора) | | Ротор (Паз ротора) | | $AS$ | Плотность тока обмотки статора в A/mm² | Средняя индукция в воздушном зазоре $B_{cp}$ | Напряжение в kV | Мощность в kW |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | | | | | | | | $\frac{q_1}{Q_1}$ | Размер паза штампованного в mm $b \cdot H_1$ | $\frac{q_2}{Q_2}$ | Размер паза штампованного в mm $b_2 \cdot H_2$ | | | | | |
| 11 | 560 | 4 | 350 | 27,5 | 0,9 | 160 | 4—5—6 | 4/48 | 11,2×48 | 5/60 | | 430 | 5,4 | 5 600 | 3,0 | 100—125—150 |
| | 560 | 6 | 390 | 20,4 | 0,8 | 215 | 5—6 | 3.5/63 | 9,8×42 | 4,5/81 | 4,8×37,5 | 350 | 5,8 | 5 400 | 3,0 | 75—95 |
| | 560 | 8 | 415 | 16,3 | 0,75 | 250 | 4—5 | 4/96 | 6,8×38 | 3/72 | 5,7×37,5 | 365 | 4,1 | 5 500 | 0,5 | 55—70 |
| | 560 | 10 | 415 | 13 0 | 0,75 | 250 | 4—5—6 | 3/90 | 7,2×43 | 4/120 | 3,7×37,5 | 395 | 3,9 | 5 500 | 0,5 | 40—52—65 |
| | 560 | 12 | 415 | 10,85 | 0,75 | 250 | 4—5 | 2,5/90 | 6,9×47 | 3/108 | 4,0×37,5 | 360 | 3,4 | 5 600 | 0,5 | 32—40 |
| 12 | 650 | 4 | 420 | 33 0 | 1,0 | 195 | 5—6 | 5/60 | 11,2×48 | 6/72 | | 450 | 5,4 | 5 500 | 3,0 | 175—210 |
| | 650 | 6 | 460 | 24,1 | 0,9 | 280 | 4—5—6 | 4/72 | 10,1×46 | 5/90 | 5,6×38,5 | 435 | 5,75 | 5 400 | 3,0 | 100—130—160 |
| | 650 | 8 | 495 | 19,5 | 0,8 | 325 | 4—5 | 4/96 | 8,4×30 | 5/120 | 4,6×43,5 | 420 | 4,3 | 5 500 | 0,5 | 90—110 |
| | 650 | 10 | 495 | 15,5 | 0,8 | 325 | 4—5 | 3/90 | 8,5×44 | 4/120 | 4,4×40,0 | 430 | 4,2 | 5 500 | 0,5 | 70—85 |
| | 650 | 12 | 495 | 12,95 | 0,8 | 325 | 4—5—6 | 3/108 | 7,2×47 | 4/144 | 3,7×40,0 | 400 | 3,6 | 5 500 | 0,5 | 50—65—80 |
| 13 | 730 | 4 | 475 | 37,35 | 1,1 | 220 | 5—6 | 6/60 | 12,5×50 | 6/72 | | 500 | 5,4 | 5 500 | 3,0 | 250—300 |
| | 730 | 6 | 525 | 27,5 | 1,0 | 325 | 5—6 | 4/72 | 11,6×49 | 5/90 | 6,2×41 | 475 | 5,6 | 5 400 | 3,0 | 190—225 |
| | 730 | 8 | 545 | 21,4 | 0,9 | 370 | 4—5—6 | 4/96 | 9,0×49 | 3/72 | 7,5×41 | 400 | 5,3 | 5 500 | 3,0 | 100—140—170 |
| | 730 | 10 | 545 | 17,1 | 0,9 | 370 | 4—5—6 | 3/90 | 9,5×50 | 4/120 | 5,0×40 | 395 | 4,9 | 5 500 | 3,0 | 80—100—125 |
| | 730 | 12 | 545 | 14,25 | 0,8 | 370 | 5—6 | 3/108 | 7,7×52 | 4/144 | 4,0×42,5 | 450 | 3,7 | 5 700 | 0,5 | 90—115 |

| | | | | | | | | | | | | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 14 | 850 | 4 | 545 | 42,8 | 1,2 | 260 | 5—6—7—8 | 5/60 | 13,1×60 | 6/72 | | 475 | 5,3 | 6 000 | 3,0 | 350—410—480—550 |
| | 850 | 6 | 605 | 31,7 | 1,1 | 365 | 5—6—7 | 4/72 | 11,8×50 | 5/90 | 6,75×45 | 470 | 5,5 | 5 800 | 3,0 | 250—300—350 |
| | 850 | 8 | 640 | 25,1 | 1,0 | 445 | 5—6—7 | 4/96 | 10,0×50 | 5/120 | 5,75×42 | 400 | 5,2 | 5 600 | 3,0 | 195—235—275 |
| | 850 | 10 | 640 | 20,1 | 0,9 | 445 | 5—6—7 | 3/90 | 11,0×56 | 4/120 | 5,75×42 | 395 | 4,9 | 5 600 | 3,0 | 150—185—210 |
| | 850 | 12 | 640 | 16,8 | 0,8 | 445 | 5—6—7 | 3/108 | 8,8×55 | 4/144 | 4,8×45 | 390 | 4,3 | 5 600 | 3,0 | 140—170—200 |
| | 850 | 14 | 640 | 14,35 | 0,8 | 445 | 4—5 | 3/126 | 7,5×50 | 4/168 | 4,4×37,5 | 430 | 4,1 | 5 800 | 0,5 | 80—105 |
| 15 | 990 | 6 | 705 | 36,8 | 1,4 | 430 | 5—6—7 | 5/90 | 11,7×65,0 | 6/108 | 6,5×55,0 | 500 | 4 | 5 700 | 3,0 | 375—460—550 |
| | 990 | 8 | 750 | 29,4 | 1,2 | 530 | 5—6—7 | 4/96 | 11,7×58,5 | 5/120 | 7,0×45,0 | 460 | 4,1 | 5 600 | 3,0 | 300—370—430 |
| | 990 | 10 | 750 | 23,5 | 1,1 | 530 | 5—6—7 | 3/90 | 12,3×66,0 | 4/120 | 6,5×45,0 | 460 | 3,5 | 5 650 | 3,0 | 235—280—330 |
| | 990 | 12 | 780 | 20,4 | 1,0 | 600 | 5—6—7 | 3/108 | 11,3×62,0 | 4/144 | 6,5×45,0 | 455 | 3,7 | 5 500 | 3,0 | 180—225—270 |
| | 990 | 14 | 780 | 17,5 | 1,0 | 600 | 4—5—6 | 3/126 | 9,5×65,0 | 4/168 | 5,5×45,5 | 450 | 3,9 | 5 600 | 3,0 | 125—155—190 |
| | 990 | 16 | 780 | 15,3 | 1,0 | 600 | 4—5—6 | 3/144 | 8,5×66,0 | 4/192 | 4,8×45,0 | 425 | 4 | 5 500 | 3,0 | 100—125—150 |
| 16 | 1 160 | 6 | 800 | 41,9 | 1,5 | 460 | 5—6—7—8—10—12 | 5/90 | 12,5×75 | 6/108 | 7,5×55 | 600 | 3,8 | 6 100 | 3,0 | 625—750—875—1 000—1 250—1 500 |
| | 1 160 | 8 | 860 | 33,8 | 1,3 | 590 | 5—6—7—8 | 5/120 | 10,5×65 | 6/144 | 6,0×60 | 530 | 4,6 | 6 000 | 3,0 | 475—560—650—750 |
| | 1 160 | 10 | 860 | 27,0 | 1,3 | 590 | 5—6—7—8 | 4/120 | 10,5×80 | 5/150 | 6,0×60 | 525 | 3,5 | 6 000 | 3,0 | 390—470—550—625 |
| | 1 160 | 12 | 920 | 21,1 | 1,1 | 700 | 5—6—7—8 | 3,5/126 | 11,0×56 | 5/180 | 6,0×45 | 460 | 4,7 | 5 900 | 3,0 | 310—375—440—500 |
| | 1 160 | 14 | 920 | 20,7 | 1,1 | 700 | 4—5—6—7—8 | 3/126 | 11,0×65 | 4/168 | 6,5×45 | 470 | 4,2 | 5 900 | 3,0 | 210—270—320—375—430 |
| | 1 160 | 16 | 920 | 18,0 | 1,1 | 700 | 4—5—6 | 2,5/120 | 11,5×70 | 3/144 | 7,5×45 | 460 | 4,2 | 5 900 | 3,0 | 165—200—250 |
| | 1 160 | 18 | 920 | 16,05 | 1,1 | 700 | 4—5 | 2,5/135 | 10,0×75 | 3/162 | 6,5×45 | 465 | 4,3 | 6 000 | 3,0 | 130—175 |
| | 1 160 | 20 | 920 | 14,5 | 1,1 | 700 | 4—5 | 2,5/150 | 9,0×77 | 3/180 | 6,0×45 | 460 | 4,1 | 6 200 | 3,0 | 130—165 |
| 17 | 1 400 | 8 | 1 040 | 40,9 | 1,7 | 690 | 5—6—7—8—10—12 | 4,5/108 | 12,5×75 | 6/144 | 7,0×65 | 560 | 4,1 | 6 200 | 3,0 | 800—950—1 100—1 210—1 550—1 850 |
| | 1 400 | 10 | 1 100 | 34,6 | 1,5 | 810 | 5—6—7—8—10—12 | 4,5/135 | 12,0×65 | 6/180 | 7,0×55 | 535 | 4,5 | 6 000 | 3,0 | 650—750—880—1 000—1 500 |
| | 1 400 | 12 | 1 100 | 28,8 | 1,5 | 810 | 5—6—7—8—10 | 4/144 | 11,0×75 | 5/180 | 7,0×55 | 520 | 3,9 | 6 100 | 3,0 | 525—650—750—850—1 050 |
| | 1 400 | 16 | 1 160 | 22,8 | 1,3 | 930 | 4—5—6—7—8 | 3/144 | 12,0×59 | 4/192 | 7,0×45 | 460 | 4,8 | 5 900 | 3,0 | 290—360—430—500—575 |
| | 1 400 | 18 | 1 160 | 20,2 | 1,3 | 930 | 4—5 | 3/162 | 10,5×65 | 4/216 | 6,0×45 | 450 | 4,5 | 6 000 | 3,0 | 220—280—350 |
| | 1 400 | 20 | 1 160 | 18,2 | 1,3 | 930 | 4—5 | 3/180 | 9,0×70 | 4/240 | 5,5×45 | 440 | 4,0 | 6 000 | 3,0 | 200—260 |
| | 1 400 | 24 | 1 160 | 15,2 | 1,3 | 930 | 4—5—6 | 2,5/180 | 9,0×77 | 3/216 | 6,5×45 | 435 | 3,65 | 6 000 | 3,0 | 150—190—230 |
| 18 | 1 700 | 10 | 1 340 | 42,1 | 1,9 | 980 | 7—8—10—12 | 4,5/135 | 12,8×75 | 6/180 | 7,8×67 | 625 | 4,2 | 6 300 | 3,0 | 1 600—1 850—2 300—2 750 |
| | 1 700 | 12 | 1 390 | 36,4 | 1,7 | 1 030 | 7—8—10 | 4,5/162 | 12,3×66 | 6/216 | 7,5×55 | 570 | 4,5 | 6 100 | 3,0 | 1 350—1 550—1 900 |
| | 1 700 | 14 | 1 390 | 31,2 | 1,7 | 1 030 | 4—5—6—7 | 4,5/189 | 10,0×75 | 6/252 | 6,5×55 | 590 | 4,6 | 6 200 | 3,0 | 560—750—950—1 150 |
| | 1 700 | 16 | 1 390 | 27,3 | 1,7 | 1 080 | 5—6—7 | 4,5/216 | 9,0×85 | 6/238 | 5,7×55 | 560 | 4,3 | 6 200 | 3,0 | 650—780—900 |
| | 1 700 | 18 | 1 450 | 25,3 | 1,4 | 1 200 | 4—5—6—7—8 | 4/216 | 10,0×62,5 | 5/270 | 7,0×50 | 530 | 4,9 | 6 000 | 3,0 | 440—550—660—770—880 |
| | 1 700 | 20 | 1 450 | 22,6 | 1,4 | 1 200 | 4—5—6—7—8 | 3/180 | 12,0×65 | 4/243* | 7,5×50 | 530 | 4,5 | 5 800 | 3,0 | 320—425—530—650—750 |
| | 1 700 | 24 | 1 450 | 19,0 | 1,4 | 1 200 | 4—5—6—7—8 | 3/216 | 10,2×72 | 4/288 | 6,5×50 | 520 | 4,2 | 5 800 | 3,0 | 280—365—450—525—600 |
| 19 | 2 130 | 12 | 1 750 | 45,8 | 2,2 | 1 370 | 6—7—8—10—12 | 5,5/198 | 11,0×70 | 7/252 | 7,5×55 | 580 | 4,6 | 6 600 | 3,0 | 2 000—2 300—2 650—3 300—4 000 |
| | 2 130 | 14 | 1 750 | 39,3 | 2,2 | 1 380 | 5—6—7—8—10—12 | 5/120 | 11,0×85 | 6/252 | 7,5×55 | 600 | 4,1 | 6 400 | 3,0 | 1 400—1 700—2 000—2 300—2 850—3 450 |
| | 2 130 | 16 | 1 810 | 35,5 | 1,9 | 1 500 | 5—6—7—8—10—12 | 4,5/216 | 11,5×70 | 6/288 | 7,0×55 | 560 | 4,5 | 6 200 | 3,0 | 1 100—1 350—1 600—1 800—2 250—2 700 |
| | 2 130 | 18 | 1 810 | 31,6 | 1,9 | 1 500 | 5—6—7—8—10—12 | 4/216 | 11,5×75 | 5/270 | 7,5×55 | 570 | 4,3 | 6 200 | 3,0 | 1 000—1 200—1 400—1 600—2 000—2 400 |
| | 2 130 | 20 | 1 810 | 28,45 | 1,9 | 1 500 | 5—6—7—8—10 | 4/240 | 10,5×80 | 5/300 | 7,0×55 | 585 | 4,2 | 6 300 | 3,0 | 900—1 050—1 250—1 450 |
| | 2 130 | 24 | 1 880 | 24,6 | 1,5 | 1 690 | 5—6—7—8—10 | 3,5/252 | 10,5×60 | 4,5/324 | 7,0×50 | 475 | 4,5 | 6 100 | 3,0 | 700—860—950—1 100—1 350 |
| | 2 130 | 32 | 1 880 | 18,5 | 1,5 | 1 690 | 4—5—6—7—8 | 3/288 | 9,0×70 | 4/384 | 6,0×50 | 500 | 4,5 | 6 200 | 3,0 | 350—475—575—680—780 |
| | 2 130 | 36 | 1 880 | 16,4 | 1,5 | 1 690 | 4—5—6—7 | 2,5/270 | 9,5×75 | 3/324 | 7,5×50 | 525 | 4,2 | 6 200 | 3,0 | 320—420—510—600 |

**Примечание.** Пакет включает железо шириной 40 mm и канал шириной 10 mm.

При первом варианте мы получаем машину с малым относительно количеством медных проводов $N$ в роторе и статоре (малый общий вес меди Cu в роторе), но с магнитной цепью относительно больших сечений Fe (большой вес железа магнитной цепи); при втором варианте, наоборот, у нас получается большое количество меди (Cu) в статоре и роторе, но относительно малые размеры железной магнитной цепи (Fe).



Фиг. 322. Размеры машины по *I* и *II* вариантам.

ТАБЛИЦА 29

| Вариант *I* | Вариант *II* |
|---|---|
| Ф большое<br>$N$ малое | Ф малое<br>$N$ большое |

На фиг. 322 показаны в виде примерных эскизов вышеуказанные 2 варианта.

Вариант *I* будет, таким образом, характеризоваться относительно малым весом меди в роторе и статоре, но большим весом железа статора и ротора; вариант *II*, наоборот, будет отличаться относительно большим весом меди, но малым весом железа статора и ротора.

Несмотря на то, что вес меди в варианте *II* получается относительно большим, размеры железа статора и ротора, а в связи с этим внешние размеры и общий вес машины, получаются в этом варианте в общем меньшими.

Так как стоимость машины при известных допущениях является функцией всего веса машины, то отсюда ясно, что при варианте *II* (много Cu и мало Fe) получаются, вообще говоря, машины дешевле, чем при варианте *I*.

Поэтому современные заводы при разработке нормальных проектов машин часто стремятся приблизиться к варианту *II*.

При сравнении между собой вариантов *I* и *II* следует обратить еще внимание на следующие 2 обстоятельства:

1) при варианте *II* ток холостого хода машины $I_0$ вообще будет меньше, чем при варианте *I*;

2) ток короткого замыкания $I_k$ будет больше для варианта *I*, так как кажущееся сопротивление обмоток статора и ротора при этом варианте будет меньше. Таким образом предельный момент устойчивости для варианта *I* будет, вообще говоря, больше, чем для варианта *II*.

Прежде чем переходить к выводу основного уравнения, которое дает возможность найти размеры машины, дадим понятие о тех величинах, которые затем при расчете машин часто будут встречаться (см. следующий параграф).

**272. Главные размеры машины.** К главным размерам машины всюду в дальнейшем будем относить внутренний диаметр статора или приблизи-

тельно равный ему диаметр ротора $D$, [1] и так называемую расчетную длину машины $l_i$, которая, как будет видно из дальнейшего, вообще несколько отличается по своей величине от действительной длины машины $l_1$ (по чертежу).

Кроме того, при расчете придется также иметь в виду так называемый коэфициент формы кривой магнитной индукции в воздушном зазоре $\alpha_i$.

Понятия об этих величинах даются в следующих параграфах.

**§ 273. „Длинные" и „короткие" машины.** С точки зрения весовых и рабочих характеристик проектирование „длинных" машин (т. е. с увеличенным значением отношения $\frac{l}{\tau}$) является целесообразным.

На практике, однако, здесь приходится считаться с рядом факторов, лимитирующих длину машины.

1. При возрастании длины машины уменьшается интенсивность теплосъема, что влечет ухудшение вентиляции, а также использования активных материалов.

2. Ухудшаются пусковые характеристики машин с короткозамкнутым ротором вследствие возрастания кратности пускового тока.

3. При возрастании длины во избежание увеличения стрелы прогиба приходится увеличивать диаметр вала, что приводит к дальнейшему уменьшению теплосъема вследствие сужения входа воздуха в ротор.

4. Возрастание длины влечет за собой увеличение расходов на штамповку железа в связи с увеличением числа ударов штампов при фабрикации железа статора и ротора.

Оптимальная длина для каждого типа машины может быть выяснена путем вариантных расчетов.

Отношение длины ротора к полюсному делению по Richter'у можно выбирать на основании следующей эмпирической формулы:

$$\gamma = \frac{l_i}{\tau} \approx \sqrt[3]{p}. \qquad (273,1)$$

Применяя эту формулу, получим следующие значения $\gamma$ для разных чисел пар полюсов:

| | |
|---|---|
| $p = 1 \ldots \gamma = 1{,}0$ | $p = 4 \ldots \gamma = 1{,}59$ |
| $p = 2 \ldots \gamma = 1{,}25$ | $p = 5 \ldots \gamma = 1{,}71$ |
| $p = 3 \ldots \gamma = 1{,}44$ | и т. д. |

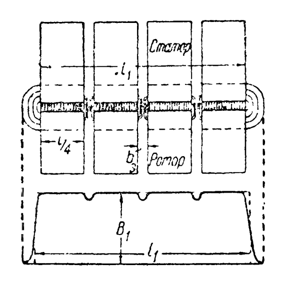
Понятно, что от эмпирической формулы (273,1) часто приходится отступать в ту или другую сторону в зависимости от расчетных условий. Из формулы (273,1) видно, что отношение $\frac{l_i}{\tau}$ растет с увеличением $p$.

**§ 274. Расчетная длина ($l_i$).** Так как статор и ротор машины имеют обычно вентиляционные каналы, то магнитная индукция в воздушном зазоре обычно распределяется неравномерно по их длине. Примерная кривая распределения магнитной индукции в воздушном зазоре для ротора, имеющего три вентиляционных канала, изображена на фиг. 323.

---

[1] Диаметр ротора меньше внутреннего диаметра статора $D$ на небольшую величину двойного воздушного зазора $2\delta$.

Для удобства расчета при проектировании машины обычно предполагают, что индукция в воздушном зазоре всюду имеет постоянную величину $B_i$. Для того чтобы избежать при этом допущении ошибки при подсчете величины потока машины, в расчет следует вводить не всю длину ротора $l_1$ (включая суммарную длину железных пакетов и вентиляционных прослоек), а некоторую длину $l_i$, которая несколько отличается от действительной длины ротора по чертежу $l_1$.




Фиг. 323. Кривая распределения магнитной индукции в воздушном зазоре вдоль оси машины.

В дальнейшем мы будем называть величину $l_i$ **расчетной длиной ротора**, а величину $l_1$ — **конструктивной длиной ротора**.

Величину $l_i$ в каждом данном случае можно найти графически, если известны размеры ротора и статора.

Для этой цели необходимо построить по методу силовых трубок кривую распределения магнитной индукции $B_l$ в воздушном зазоре согласно фиг. 323.

Спланиметрировав эту кривую и построив равновеликий прямоугольник с высотой, равной $B_l$, найдем длину основания этого прямоугольника, которая и будет равна искомой величине $l_i$.

На практике, однако, в большинстве случаев можно пользоваться следующей эмпирической формулой:

$$l_i = l + k \cdot n_s \cdot b_s, \qquad (274,1)$$

где $l$ — общая длина железных пакетов ротора (фиг. 323);

$n_s$ — число вентиляционных каналов;

$b_s$ — ширина вентиляционного канала.

По Арнольду и Рихтеру [1] можно брать в среднем $k = \frac{1}{2}$, так что формула (274,1) приобретает вид

$$l_i \approx l + \frac{1}{2} \cdot n_s \cdot b_s. \qquad (274,2)$$

**§ 275. Коэфициент формы кривой поля ($\alpha_i$).** На фиг. 324 показана примерная кривая распределения магнитной индукции в воздушном зазоре вдоль окружности ротора асинхронного двигателя. Спланиметрировав эту кривую и построив равновеликий прямоугольник с основанием, равным полюсному делению $\tau$, мы можем найти **среднюю** величину магнитной индукции $B_m$.

На фиг. 324 мы видим, что средняя величина магнитной индукции $B_m$ меньше ее максимального значения $B_l$; назовем отношение между этими двумя величинами „коэфициентом формы магнитного поля"; в дальнейшем этот коэфициент всюду будем обозначать символом $\alpha_i$; таким образом мы имеем

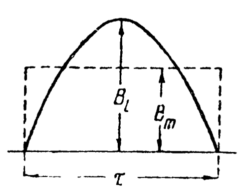
$$\alpha_i = \frac{B_m}{B_l}. \qquad (274,3)$$

[1] Arnold, Induktionsmaschinen; Richter, Elektrische Maschinen, изд. Julius Springer.

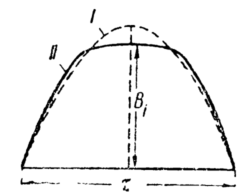
Для синусоидального распределения магнитной индукции в воздушном зазоре мы имеем

$$\alpha_i = \frac{2}{\pi} = 0{,}637.$$

Благодаря влиянию магнитного насыщения кривая распределения магнитной индукции получает характер несколько приплюснутой кривой $II$ на фиг. 325, причем эта приплюснутость делается тем больше, чем больше магнитное насыщение. При этих условиях коэфициент $\alpha_i$ получается несколько бо́льшим, чем $\frac{2}{\pi}$.




Фиг. 324. Форма кривой поля.




Фиг. 325. Влияние магнитного насыщения на кривую распределения магнитной индукции в воздушном зазоре.

Для средних значений магнитных насыщений в зубцах статора и ротора, с которыми обычно приходится иметь дело в асинхронных двигателях, можно приближенно принять

$$\alpha_i = 0{,}65 - 0{,}69.$$

При больших насыщениях этот коэффициент может доходить до значений $\alpha_i = 0{,}72$.

**§ 276. Величина магнитного потока.** Помножив среднее значение магнитной индукции в воздушном зазоре $B_m$ на площадь сечения $\tau \cdot l_i$, найдем величину магнитного потока

$$\Phi = B_m \cdot \tau \cdot l_i \qquad (276{,}1)$$

или на основании (274,3)

$$\Phi = B_l \cdot \alpha_i \cdot \tau \cdot l_i. \qquad (276{,}2)$$

**§ 277. Основное уравнение.** Расчет асинхронного двигателя обычно начинают с выяснения его основных размеров: диаметра ротора $D$ и его длины $l_i$. При этом по большей части данными величинами являются: мощность двигателя в киловаттах (kW) и синхронное число оборотов в минуту ротора ($n$).

Величины $D$ и $l_i$ являются некоторой функцией от мощности двигателя в kW и числа оборотов в минуту $n_1$

$$(D,\ l_i) = f(\text{kW},\ n_1).$$

Попытаемся найти вид этой функции. Кажущаяся мощность, потребляемая двигателем из сети в киловольтамперах, может быть выражена следующим образом:

$$\text{kVA} \approx m_1 \cdot U \cdot I_1 \cdot 10^{-3}, \qquad (277{,}1)$$

где $m$ — число фаз;

$U$ — напряжение у зажимов одной фазы статора и

$I_1$ — фазовый ток статора.

Напряжение у зажимов статора $U$ должно уравновесить сумму: э. д. с. $E_1$, индуктированную в обмотке одной фазы статора вращаю-

щимся потоком, и падение напряжения в этой фазе статора $I_1 z_1$; таким образом будет

$$\dot{U} = \dot{E}_1 + \dot{I}_1 z_1$$ [1].

Если для первого приближения пренебречь величиной падения напряжения и положить $I_1 z_1 \approx 0$, то у нас будет

$$U \approx E_1; \tag{277,2}$$

в этом случае вместо уравнения (277,1) у нас получится

$$\text{kVA} = m_1 \cdot E_1 \cdot I_1 \cdot 10^{-3}. \tag{277,3}$$

Попытаемся это уравнение преобразовать таким образом, чтобы в него вошли главные размеры машины $D$ и $l_i$.

С этой целью напишем выражение для индуктированной э. д. с. в одной фазе статора

$$E_1 = 4{,}44 \cdot k_1 \cdot w_1 \cdot f_1 \cdot \Phi \cdot 10^{-8}, \tag{277,4}$$

где $k_1$ — обмоточный коэфициент статорной обмотки;
$w_1$ — число витков одной фазы статора;
$f_1$ — число периодов сети;
$\Phi$ — величина вращающегося магнитного потока.

Таким образом, подставляя (277,4) в (277,2), найдем

$$\text{kVA} = m_1 \cdot 4{,}44 \cdot k_1 \cdot f_1 \cdot w_1 \cdot \Phi \cdot I_1 \cdot 10^{-11}. \tag{277,5}$$

Попытаемся преобразовать это уравнение.

Мы имеем

$$f_1 = \frac{p \cdot n_1}{60}, \tag{277,6}$$

$$\Phi = B_l \cdot \alpha_i \cdot \tau \cdot l_i \tag{277,7}$$

и

$$\tau = \frac{\pi D}{2p}. \tag{277,8}$$

Кроме того, заметим, что общее число ампернроводов всех $m$ фаз статора может быть выражено следующим образом:

$$2 \cdot m_1 \cdot I_1 \cdot w_1 = \pi D \cdot AS, \tag{277,9}$$

где $AS$ представляет собой так называемую „линейную нагрузку", которая по числовой величине равна числу ампернроводов, приходящихся на 1 *пог. см* длины окружности статора.

Подставив выражения (277,6), (277,7), (277,8), (277,9) в (277,5), найдем

$$\text{kVA} = \frac{D^2 \cdot l_i \cdot n_1 \alpha_i \cdot k_1 \cdot B_l \cdot AS \cdot \pi^2}{5{,}5} \cdot 10^{-12}.$$

[1] См. векторную диаграмму фиг. 78.

Предполагая $\pi^2 \approx 10$, получим окончательно

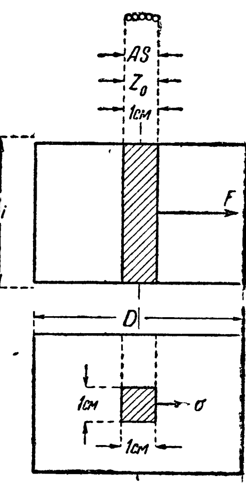
$$\frac{D^2 \cdot l_i \cdot n_1}{\text{kVA}} = \frac{5{,}5 \cdot 10^{11}}{k_1 a_i B_l AS}. \qquad (277{,}10)^{1}$$

**§ 278. Физический смысл постоянной $C$; удельное тяговое усилие.** Полученное выше основное уравнение

$$\frac{D^2 l_i n_1}{\text{kVA}} = \frac{5{,}5 \cdot 10^{11}}{k_1 a_i B_l AS},$$

можно переписать в таком виде

$$\frac{D^2 l_i n_1}{\text{kVA}} = \frac{5{,}5 \cdot 10^{11}}{\sigma}.$$



Фиг. 326. Удельное тяговое усилие $\sigma$.

Величина $\sigma = k_1 a_i B_l AS$, входящая в знаменатель вышенаписанного выражения, имеет вполне определенный физический смысл.

Постараемся его здесь раскрыть. Для этой цели на внешней цилиндрической рабочей поверхности ротора по всей его длине $l_i$ вырежем мысленно полоску шириной в 1 cm (фиг. 326).

Предположив, что наша машина работает двигателем, найдем то усилие $F$, с которым пучок проводов, расположенных на внешней цилиндрической поверхности ротора на протяжении 1 cm части окружности, будет стремиться перемещаться под воздействием магнитного поля $B_l$.

Если бы сдвиг фаз между током ротора и э. д. с., наводимой в роторе вращающимся потоком, отсутствовал, т. е. $\psi = 0$, то мы бы могли написать

$$F = B_{cp} \cdot l_i I_a Z_0,$$

где $I_a$ — ток в проводе ротора;

$Z_0$ — число проводов, расположенных на длине в 1 cm окружности ротора.

Произведение $I_a Z_0$ представляет собой число ампервитков, приходящееся на 1 cm длины окружности ротора, и равно линейной нагрузке $AS$.

Поэтому вышенаписанное выражение получит следующий вид:

$$F = B_{cp} l_i AS.$$

Теперь найдем то тяговое усилие $\sigma$, которое будет приложено к одному квадратному сантиметру рабочей поверхности ротора (фиг. 326, нижний чертеж).

---

[1] Интересно сопоставить полученное выражение с таковым же для машин другого типа.

Для машины постоянного тока и для синхронных $k_1 \approx 1$, поэтому

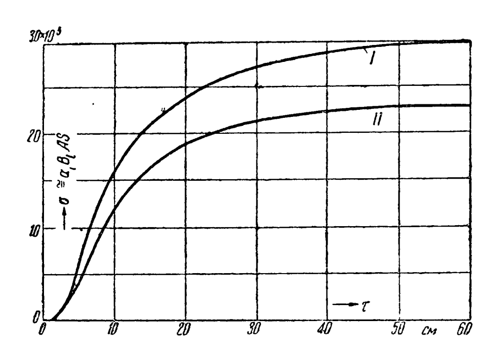
$$\frac{D^2 \cdot l_1 \cdot n_1}{\text{kW}} = \frac{6 \cdot 10^{11}}{a_i \cdot B_l \cdot AS}.$$

Это усилие $\sigma$ будет меньше, чем $F$ в отношении $l_i$, т. е. мы получим

$$\sigma = \frac{F}{l_i} = B_{cp} AS.$$

Подставляя сюда $B_c = \alpha_i B_l$, найдем

$$\sigma = \alpha_i B_l AS. \qquad (278,1)$$




Фиг. 327. Удельное тяговое усилие $\sigma$ в функции $\tau$.

В этой формуле должно быть учтено влияние коэфициента $k_1$:

$$\sigma = k_1 \alpha_i B_l AS. \qquad (278,2)$$

Формула (278,2) написана в предположении, что угол сдвига фаз $\varphi = 0$.

Если этот угол не равен нулю, то следует написать

$$\sigma' = k_1 \alpha_i B_l AS \cos \varphi. \qquad (278,3)$$

В дальнейшем, однако, в расчет всюду будем вводить формулу (278,2), имея в виду некоторую фиктивную или „кажущуюся" величину удельного тягового усилия, соответствующую кажущейся мощности машины, измеряемой в kVA.

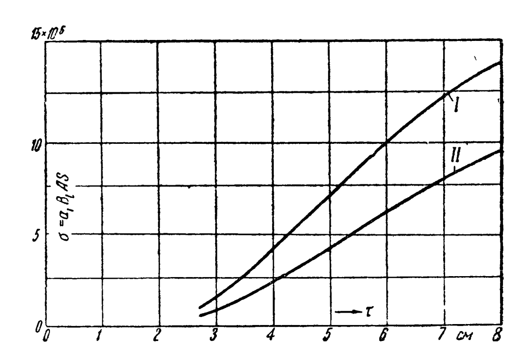
Заметим, что приближенно в среднем можно положить

$$k_1 \approx 1,0.$$

Поэтому кажущуюся величину удельного тягового усилия часто приближенно можно подсчитывать по более простой формуле:

$$\sigma \approx \alpha_i B_l AS. \qquad (278,4)$$

На фиг. 327 и 328 показаны кривые зависимости $\sigma$ от величины полюсного деления $\tau$. Из этих фигур видно, что при возрастании $\tau$ растет $\sigma$, т. е. коэфициент использования машины увеличивается.




Фиг. 328. Удельное тяговое усилие $\sigma$ в функции $\tau$.

Кривые $I$ фиг. 327—328 относятся к сильно использованным машинам с усиленной вентиляцией. [1] В случае открытых, вентилируемых (но без форсировки) машин можно пользоваться кривыми

[1] По данным Рихтера („Elektrische Maschinen", IV, стр. 403). Показатели машин ($\eta$ и $\cos \varphi$), спроектированных на основании кривых $I$ на фиг. 327—328,

*II* на фиг. 327—328. Этими же кривыми можно пользоваться при расчете двухполюсных машин.

Обмоточный коэфициент $k_1$, входящий в уравнение (278,2), может быть представлен как произведение

$$k_1 = k_p k_y,$$

где $k_p$ — коэфициент, учитывающий влияние распределения обмотки в пазах, и

$k_y$ — коэфициент, учитывающий влияние укорочения шага обмотки.

В среднем можно принять для трехфазной обмотки $k_1 \approx 1$.

В этом случае

$$\frac{D^2 l_i n_1}{\text{kVA}} = \frac{5{,}5 \cdot 10^{11}}{a_i B_l AS}.$$

Кажущаяся мощность, потребляемая двигателем из сети в киловольтамперах, связана с полезной мощностью на валу двигателя в киловаттах следующим соотношением:

$$\text{kVA} = \frac{\text{kW}}{\eta \cos \varphi}.$$

Подставляя последнее в вышенаписанное, получим

$$\frac{D^2 l_i n_1}{\text{kW}} = \frac{5{,}5 \cdot 10^{11}}{\eta \cos \varphi a_i B_l AS}. \qquad (278{,}5)$$

**§ 279. Исследование основного уравнения.** Для того чтобы выяснить, от каких факторов зависят основные размеры асинхронной машины $D$ и $l_i$, перепишем уравнение (278,5) в несколько измененном виде:

$$\frac{D^2 \cdot l_i}{\text{kW}} = \frac{5{,}5 \cdot 10^{11}}{n_1 \cdot \eta \cdot \cos \varphi \cdot B_l \cdot AS}. \qquad (279{,}1)$$

Помножим числитель и знаменатель левой части уравнения (279,1) на $\pi/4$:

$$\frac{\pi/4 \cdot D^2 \cdot l_i}{\pi/4 \cdot \text{kW}} = \frac{5{,}5 \cdot 10^{11}}{n_1 \cdot \eta \cdot \cos \varphi \cdot B_l \cdot AS}. \qquad (279{,}2)$$

Числитель левой части этого уравнения представляет собой не что иное, как объем ротора асинхронного двигателя. Дробь $\frac{\pi/4 \cdot D^2 \cdot l_i}{\text{kW}}$ представляет собой объем ротора, отнесенный к мощности

---

не всегда удается удержать в пределах ОСТ. В этом случае приходится при расчете исходить из несколько меньших значений $B_l$ и $AS$ и пользоваться кривыми *II* на фиг. 327—328.

двигателя в киловаттах; эту дробь условно можно было бы назвать „удельным объемом“ машины.

Исследуя уравнение (279,1), мы видим, что размеры машины получаются тем меньше, чем больше величина множителей, входящих в знаменатель правой части выражения (279,1).[1] Исследуем влияние каждого из этих множителей в отдельности.

**§ 280. Влияние $B_l$ и $AS$ на размеры машины.** Величины $B_l$ и $AS$ входят в знаменатель выражения (278,5); поэтому чем больше будут допущены при расчете величины $B_l$ и $AS$, тем относительно меньше будут размеры ротора.

При выборе этих величин $B_l$ и $AS$ нельзя, однако, итти очень далеко в смысле увеличения их, так как при этом могут в значительной мере ухудшиться качества двигателя.

Действительно, чрезмерно большое $B_l$ влечет за собой соответственное увеличение тока холостого хода $I_0$ и, следовательно, ухудшение $\cos\varphi$ и, кроме того, влечет за собой увеличение магнитных потерь.

Выбор чрезмерно больших $AS$ имеет следствием увеличение реактанцев обмоток машины и как результат этого уменьшение тока короткого замыкания $I_k$, что также в невыгодную сторону отзывается на величине $\cos\varphi$.

Кроме того, при больших значениях $AS$ нагрев машины при работе возрастает. Таким образом машины с большим использованием типа (большие $B_l$ и $AS$) будут отличаться относительно небольшими главными размерами; однако электрические качества таких машин вообще будут невысокие; их $\cos\varphi$ и к. п. д. будут невысокими, и нагрев таких машин будет относительно велик.

При выборе величин $B_l$ и $AS$ можно руководствоваться данными приводим ниже табл. 30, на которой приведены средние значения рекомендуемых величин $B_l$ и $AS$ в зависимости от мощности двигателя и его диаметра. Как видно из таблицы, при возрастании мощности машины величины $B_l$ и $AS$ могут быть взяты бóльшие.[2]

Данные табл. 30 относятся к трехфазным двигателям.

При однофазных двигателях, для того чтобы повысить использование материала, допускаемая величина магнитной индукции $B_l$ берется несколько больше (на $10 \div 15\%$) по сравнению с данными табл. 30.

---

[1] Для иллюстрации того, какого эффекта в смысле уменьшения веса машины можно достичь путем надлежащего выбора основных размеров машины, могут служить следующие данные.

Двигатель AEG с контактными кольцами на 7,5 kW, построенный перед самой мировой войной, весит 240 kg. В 1922 г. завод AEG уже выпускал двигатели той же мощности и быстроходности весом в 184 kg; асинхронные двигатели AEG самых последних конструкций (1927 г.) мощностью в 8 kW уже весят 128 kg, что составляет 16 kg на 1 kW полезной мощности. (Такой двигатель выносит мгновенные перегрузки до 100% и развивает пусковой момент, равный 250% от нормальной; нормальный $\cos\varphi = 0{,}83$ и $\eta = 84\%$; см. „ETZ“ № 9, 1927).

[2] В хорошо вентилируемых трехфазных двигателях значения $B_l$ и $AS$ табл. 30—31 могут быть повышены на 15—20%.

Обычно для трехфазных двигателей в зависимости от мощности выбирают значение $B_l$ в пределах

$$B_l = 5\,000 - 10\,000, \tag{280,1}$$

при этом в тихоходных двигателях берут обычно $B_l$ меньше, чем в быстроходных.

Величина $AS$ обычно в среднем колеблется в зависимости от мощности в пределах

$$AS = 90 - 500. \tag{280,2}$$

Верхний предел $AS$ здесь относится к мощным и большим машинам и малые значения $AS$ к небольшим машинам малой мощности.

При низких напряжениях у зажимов $AS$ берется несколько больше, чем при высоких.

ТАБЛИЦА 30

| $\frac{P\text{ kVA}}{2p}$ | $AS$ | $B_l$ максимальная индукция | $s_a$ A/mm² | $\frac{P\text{ kVA}}{2p}$ | $AS$ | $B_l$ максимальная индукция | $s_a$ A/mm² |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 1 | 220 | 6 900 | 8 | 50 | 420 | 8 500 | 5,0 |
| 5 | 320 | 7 400 | 7,0 | 150 | 500 | 9 500 | 4,5 |
| 10 | 350 | 7 900 | 6,5 | 300 | 520 | 10 000 | 4,0 |

В прежнее время при проектировании асинхронных двигателей обычно выбирали значительно меньшие значения $B_l$ и $AS$, вследствие чего вес и размеры таких машин получались значительно бо́льшими по сравнению с современными.

Прогресс, достигнутый в области построения асинхронных двигателей в смысле рационального использования материала, иллюстрирует фиг. 329.

На этой фигуре показаны фотографии асинхронных двигателей приблизительно одной и той же мощности и быстроходности ($2p = 4$, $n = 1\,500$) постройки разных годов. [1] Из этой фигуры мы видим, что двигатель на 3,7 kW, построенный в 1893 г., весил 150 kg, в то время как двигатель мощностью в 4 kW современной постройки (1926 г.) весит всего только 65 kg, т. е. в 2,3 раза меньше.

**§ 281. Влияние числа оборотов в минуту $n_1$.** Как видно из уравнения (279,1), $n_1$ входит в знаменатель правой части этого уравнения.

Это значит, что с возрастанием быстроходности машины ее размеры должны уменьшаться.

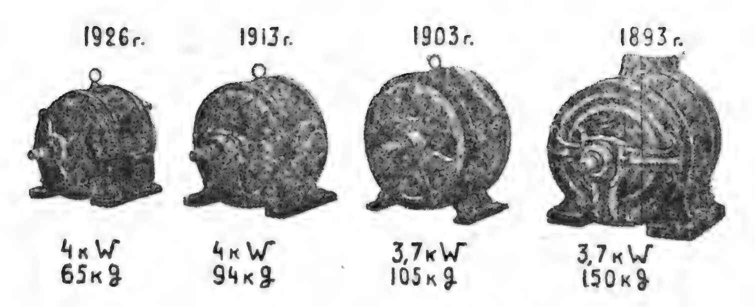
[1] См. „Simens Zeitschr.“ № 11, 1927, стр. 723.

Число оборотов $n_1$ в асинхронном двигателе не может иметь любых значений, как это, скажем, имеет место в машинах постоянного тока; величина $n_1$ должна удовлетворять следующему уравнению:

$$n_1 = \frac{60 \cdot f_1}{p}.$$

Это выражение указывает на то, что чем быстроходнее машина, тем меньше полюсов должна иметь такая машина. Наибольшая синхронная скорость машины при обычном питании ее из сети получится при числе пар полюсов $p = 1$; таким образом при двухполюсном асинхронном двигателе, например, для случая $f_1 = 50$ Hz мы найдем

$$n_1 = \frac{60 \cdot f_1}{p} = \frac{60 \cdot 50}{1} = 3\,000 \text{ об/мин.}$$




Фиг. 329. Уменьшение веса и размеров асинхронных двигателей.

**§ 282. Машинная постоянная.** Выше нами было получено уравнение, связывающее основные размеры $D$ и $l_i$ с ее мощностью:

$$\frac{D^2 \cdot l_i \cdot n_1}{\text{kW}} = \frac{5,5 \cdot 10^{11}}{\eta \cdot \cos\varphi \cdot B_l \cdot AS}. \qquad (278,5)$$

В правую часть этого уравнения входят величины, которые для данного типа машины изменяются в сравнительно узких пределах; таким образом мы можем предположить

$$\frac{D^2 \cdot l_i \cdot n_1}{\text{kW}} = C \approx \text{const.} \qquad (282,1)$$

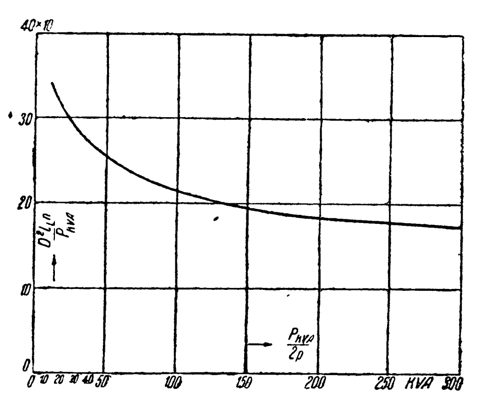
Выражение (282,1) носит часто название „машинной постоянной".

Машинная постоянная $C$ представляет собой характерную величину, которая показывает, насколько интенсивно использован данный тип машины в отношении магнитного насыщения $B_l$ и линейной нагрузки $AS$.

На фиг. 330 в виде кривой дана зависимость между машинной постоянной $C$ и потребляемой мощностью машины в киловаттах, найденная на основании данных, касающихся целого ряда построенных и удовлетворительно работающих машин. Как видно из этой кривой, величина машинной постоянной $C$ уменьшается с возрастанием мощности машины.

Это значит, другими словами, что в машинах большой мощности материал, из которого построена машина, может быть использован интенсивнее и целесообразнее, чем в машинах малой мощности. Причина этого улучшения использования типа машины заключается, главным образом, в следующем.

При больших размерах машины отношение наименьшей ширины зубца к наибольшей, характеризующее степень сужения зубцов $\frac{z_{\min}}{z_{\max}}$, приближается к единице. Поэтому при больших размерах машины можно выполнить пазы более глубокими и вместительными без опасения вызвать чрезмерное утончение зубцов. Таким образом при больших машинах линейная нагрузка $AS$ и магнитная индукция $B_l$ могут быть допущены бо́льшими, чем в малых машинах; вследствие этого величина машинной постоянной, характеризующая степень использования типа машины, с увеличением мощности машины уменьшается, как показывает фиг. 330.




Фиг. 330. Машинная постоянная в функции мощности на один полюс.

Кривой фиг. 330 можно пользоваться также и при расчете однофазных двигателей; в этом случае, однако, ввиду того что в таких машинах не вся окружность статора обычно имеет пазы, заполненные проводами рабочей обмотки, все значения $C$ должны быть увеличены примерно на 40%.

**§ 283. Влияние выбора плотности тока на размеры машины.** Величина плотности тока $s_a$ не входит в основное расчетное уравнение, однако можно показать, что она весьма значительно влияет на основные размеры машины.

Действительно, при возрастании $s_a$ размеры паза уменьшаются и в соответствии с этим зубцы получаются шире, что дает возможность соответственного увеличения магнитной индукции в воздушном зазоре $B_l$, не перегружая при этом магнитных зубцов машины.

Таким образом мы видим, что увеличение $s_a$ дает возможность повысить степень использования машины.

При увеличении $s_a$ часто приходится в соответственной мере итти на некоторое уменьшение линейной нагрузки $AS$ для того, чтобы джоулевы потери, пропорциональные произведению $AS \cdot s_a$, при этом удержать в надлежащих границах и избежать недопустимого перегрева обмоток.

Заметим, что уменьшение $AS$ при одновременном увеличении $s_a$ дает экономию меди, влечет за собой уменьшение сечения пазов и — увеличение сечения зубцов, что, как уже было сказано, позволяет соответственным образом увеличить $B_l$ магнитную нагрузку машины.

Эти мероприятия позволяют часто довести магнитную индукцию в воздушном зазоре до 10 000 гауссов, избегая при этом значительного повышения намагничивающих ампервитков, что дает возможность $\cos\varphi$ машины удержать в пределах ОСТ.

В современных хорошо использованных машинах плотность тока доходит до 8 A/mm², уменьшаясь с возрастанием сечения и мощности машины.

Выше, в табл. 30, даны ориентировочные величины допускаемых плотностей тока в статоре $s_a$, а также значения $AS$ и $B_l$ в функции кажущейся мощности машины, приходящейся на один полюс.

**§ 284. Связь между величиной полюсного деления и мощностью машин.** Величиной, характеризующей свойства асинхронного двигателя, является не только диаметр ротора и его длина, но также в значительной мере и полюсное деление $\tau$.

Между $\tau$ и кажущейся мощностью машины kVA существует вполне определенное соотношение. Найдем его. Для этой цели в основное уравнение

$$\frac{D^2 l_i n_1}{\mathrm{kVA}} = C$$

подставим

$$D = \frac{2p\tau}{\pi}; \quad n_1 = \frac{60f}{p} = \frac{3000}{p},$$

$$l_i = \gamma\tau,$$

после чего получим

$$\tau = C_1 \sqrt[3]{\frac{\mathrm{kVA}}{2p\gamma}}.$$

По Richter'y[1] можно написать

$$\tau = a + b\sqrt[3]{\frac{\mathrm{kVA}}{2p\gamma}}. \qquad (284,1)$$

В этой формуле значения постоянных колеблются в следующих пределах:

$a = 2$ cm; $b = 7{,}6—8{,}0$. $(p = 1)$

$a = 2$ cm; $b = 6{,}7—7{,}5$. $(p > 1)$

Таким образом можно написать

$$\tau = 2 + (6{,}7—7{,}5)\sqrt[3]{\frac{\mathrm{kVA}}{2p\gamma}}. \qquad (284,2)$$

Из этой формулы видно, что полюсное деление асинхронной машины растет с увеличением мощности и уменьшается с увеличением числа полюсов.

**§ 285. Влияние быстроходности, величины $B_l$ и $\delta$ на ток холостого хода.** Выше, в гл. IV, было получено выражение для величины

[1] Richter, Elektrische Maschinen IV.

м. д. с., приходящейся на один полюс и создаваемой трехфазной обмоткой:

$$F_r = 0{,}45 \cdot k_1 \cdot \frac{m \cdot I_1 \cdot w_1}{p}, \qquad (285{,}1)$$

где $k_1$ — обмоточный коэфициент статора;

$I_1$ — сила тока в фазе статора;

$w_1$ — число витков в фазе статора.

Если двигатель будет вращаться вхолостую, так что $I_1 \approx I_{0r}$,[1] формула (285,1) перепишется таким образом:

$$F_0 = 0{,}45 \cdot k_1 \cdot \frac{m \cdot I_{0r} \cdot w_1}{p}. \qquad (285{,}2)$$

Число ампервитков, приходящихся на пару полюсов, будет вдвое больше, чем $F_0$:

$$AW_0 = 2F_0 = 0{,}9 \cdot k_1 \cdot \frac{m_1 \cdot I_{0r} \cdot w_1}{p}.$$

Из последнего уравнения найдем

$$I_{0r} = \frac{1{,}11 \cdot p \cdot AW_0}{m_1 \cdot w_1 \cdot k_1}, \qquad (285{,}3)$$

или

$$I_{0r} \equiv p \cdot AW_0. \qquad (285{,}4)$$

Принимая во внимание, что наибольшее магнитное сопротивление для магнитного потока в асинхронном двигателе представляет собой воздушный зазор, и поэтому, пренебрегая величиной магнитного сопротивления в железе статора и ротора, мы можем написать

$$AW_l \approx AW_0 = 1{,}6 \cdot k_\delta \cdot B_l \cdot \delta. \qquad (285{,}5)$$ [2]

Таким образом на основании формул (285,4) и (285,3) мы можем написать

$$I_0 \equiv p \cdot B_l \delta. \qquad (285{,}6)$$

Полученное выражение показывает, что ток холостого хода двигателя получается тем меньше, чем меньше:

1) число пар полюсов $p$;
2) воздушный зазор $\delta$;
3) магнитная индукция $B_l$.

Таким образом мы видим, что быстроходные асинхронные двигатели (имеющие малое число $p$) согласно формуле (285,6) должны, вообще говоря, иметь при прочих равных условиях коэфициент мощности при нормальной работе выше по сравнению с тихоходными двигателями.

Точно так же машины с малым воздушным зазором $\delta$ и малым магнитным насыщением (малое $B_l$) будут иметь относительно небольшой

---

[1] Здесь $I_{0r}$ — реактивная слагающая тока холостого хода.

[2] Здесь коэфициент $k_\delta$ учитывает увеличение магнитного сопротивления воздушного промежутка, вызванное наличием зубцов, § 298.

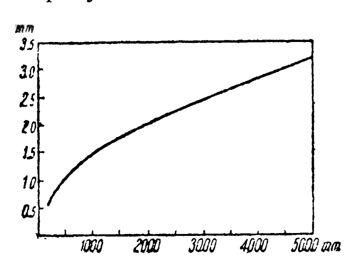
ток холостого хода $I_0$ и, следовательно, будут отличаться при всех прочих равных условиях высоким коэфициентом мощности.

**§ 286. Выбор величины воздушного зазора** ($\delta$). Электрические машины переменного тока можно разделить на следующие два класса:

1. К первому классу можно отнести те машины, для которых число ампервитков возбуждения $AW_0$ значительно больше ампервитков, создаваемых обмоткой ротора (или якоря) $AW_2$.

Эти машины работают в общем тем лучше и устойчивее, чем больше отношение $AW_0 : AW_2$, и могут быть поэтому названы машинами с большим магнитным сопротивлением; сюда могут быть отнесены синхронные машины и машины постоянного тока.

2. Ко второму классу могут быть отнесены машины, характеризующиеся малым магнитным сопротивлением цепи, для которых отношение $AW_0 : AW_2$ относительно невелико; сюда могут быть отнесены коллекторные двигатели переменного тока и асинхронные машины.



Фиг. 331. Зависимость величины воздушного зазора от диаметра ротора.

Как показывает формула (285,6), ток холостого хода асинхронных двигателей тем меньше, чем меньше выбрана величина воздушного зазора $\delta$. Поэтому в противоположность синхронным машинам и машинам постоянного тока в асинхронных двигателях следует выбирать воздушный зазор как можно меньше.

При этом, однако, не следует забывать, что при очень малых зазорах $\delta$ резко выступают явления колебаний магнитного поля, вызванные перемещением зубцов статора относительно зубцов ротора при вращении последнего, что способствует увеличению магнитных потерь в зубцах.

Для выбора величины воздушного зазора $\delta$ в асинхронных двигателях был предложен ряд эмпирических формул. В качестве примера можно привести следующие две формулы:

$$\delta_{cm} = 0{,}03 + 0{,}02 \sqrt[3]{D_{cm}} \quad \text{(формула Пихельмайера);}$$

$$\delta_{cm} = 0{,}02 + \frac{D_{cm}}{1\,000} \quad \text{(формула Каппа).}$$

Данные относительно величины воздушного зазора можно также получить из кривой фиг. 331. При выборе величины $\delta$ лучше всего руководствоваться данными ОСТ.

Минимальный технически осуществимый воздушный зазор лежит вблизи 0,2 mm.

В машинах, предназначенных для тяжелых условий работы, воздушный зазор берут больше на 60%, чем следует из фиг. 331.

**§ 287. Пример.** Предположим, например, что $D = 125$ cm; тогда по формуле Пихельмайера найдем

$$\delta = 0{,}03 + 0{,}02 \sqrt[3]{125} = 0{,}03 + 0{,}02 \cdot 5 = 0{,}130 \text{ cm}.$$

Если применить формулу Каппа, то у нас получится

$$\delta = 0{,}02 + \frac{125}{1\,000} = 0{,}145 \text{ cm}.$$

На основании кривой фиг. 331 для $D = 125$ cm найдем $\delta = 0{,}15$ cm.

Как видно из сравнения полученных значений $\delta$, обе формулы приводят к почти одинаковым результатам.

## *ГЛАВА XXXIII*

## ЖЕЛЕЗО И ОБМОТКИ СТАТОРА И РОТОРА

**§ 288. Расчет обмотки статора.** а) Число витков в одной фазе ($w_1$). Число витков $w_1$ в одной фазе статора может быть найдено из уравнения

$$w_1 = \frac{\pi \cdot D \cdot AS}{2 \cdot m_1 \cdot I_1}. \qquad (288{,}1)$$

где $D$ — внутренний диаметр статора;

$AS$ — линейная нагрузка статора;

$m_1$ — число фаз статора;

$I_1$ — фазовый ток статора.

В этой формуле нам известны все величины за исключением величины тока статора $I_1$; его можно предварительно найти по формуле

$$I_1 = \frac{1\,000 \text{ kW}}{m_1 \cdot U \cdot \cos\varphi \cdot \eta}, \qquad (288{,}2)$$

где kW — полезная мощность двигателя в киловаттах;

$U$ — фазовое напряжение у зажимов;

$\cos\varphi$ — коэфициент мощности;

$\eta$ — к. п. д.

Если мощность двигателя дана в лошадиных силах (PS), то вместо формулы (288,2) у нас получится

$$I_1 = \frac{736 \cdot \text{PS}}{m_1 \cdot U \cdot \cos\varphi \cdot \eta}. \qquad (288{,}2')$$

b) Сечение проводов обмотки статора ($q_{a1}$). Для нахождения сечения проводов обмотки статора $q_{a1}$ необходимо задаться предварительно плотностью тока $s_{a1}$ в этих проводах.

Выбрав величину $s_{a1}$, находим сечение проводов обмотки статора

$$q_{a1} = \frac{I_1}{s_{a1}}. \qquad (288{,}3)$$

Иногда при больших силах тока $I_1$ каждую фазу обмотки статора выполняют из нескольких параллельных ветвей $a_1$. В этом случае ток, текущий в каждой параллельной ветви, будет

$$I_{1a} = \frac{I_1}{a_1}.$$

Число ветвей $a_1$ обычно выбирают с таким расчетом, чтобы сила тока в каждой параллельной ветви $I_{1a}$ не превосходила примерно

150—200 А. При больших токах $I_{1a}$, чем указано, получаются чрезмерно большие сечения проводов $q_{a1}$, что влечет за собой повышение потерь на джоулево тепло вследствие резко выраженного „кожного эффекта".

Плотность тока $s_{a1}$ можно выбирать на основании данных табл. 30 и 31 в пределах

$$s_{a1} = 4 \div 8 \text{ A/mm}^2;$$

при этом бо̀льшие плотности тока $s_{a1}$ следует выбирать в случае проводников относительно малого сечения, а меньшие значения $s_{a1}$ — в случае проводников бо̀льшего сечения, при которых отдача развивающегося джоулева тепла в окружающей среде более затруднена, чем при проводах относительно малого сечения.

ТАБЛИЦА 31

| $I_a$ | $s_a$ |
|---|---|
| A | A/mm² |
| 3—6 | 8—6 |
| 6—15 | 6—5,5 |
| 15—70 | 5,5—5,0 |
| 70—180 | 5,0—4,5 |
| 180—240 | 4,5—4,0 |

Так как нагрев обмотки пропорционален произведению $AS \cdot s_a$, то плотность тока приходится брать меньше в тех случаях, когда линейная нагрузка $AS$ велика.

Плотность тока можно выбирать с таким расчетом, чтобы было соблюдено следующее условие: [1]

$$1\,000 < AS \cdot s_a < 2\,200.$$

Верхний предел относится к машинам с хорошей вентиляцией.

c) Активное сопротивление статорной обмотки. Остановившись на том или другом сечении обмотки $q_{a1}$, можно подсчитать ее омическое сопротивление

$$r_{a1} = \frac{2 \cdot w_1}{a_1} \cdot \frac{l_a(1 + 0{,}004 T_a)}{5\,700 \cdot q_{a1}}, \qquad (288{,}4)$$

где $w_1$ — число витков в фазе статора;

$a_1$ — число параллельных ветвей в одной фазе;

$l_a$ — длина одного полувитка, обмотки двигателя; [2]

$q_a$ — сечение обмотки.

Длину $l_a$ можно приближенно принять

$$l_a \approx l_1 + 1{,}5 \cdot \tau.$$

Формула (288,4) дает величину омического сопротивления обмотки при постоянном токе.

Активное сопротивление проводов, обтекаемых переменным током, выше, чем сопротивление при постоянном токе, вследствие влияния „кожного эффекта".

[1] См. Richter, Elektrische Maschinen, B. IV.

[2] См. фиг. 339.

При расчетах можно грубо приближенно принять, что сопротивление при переменном токе $r_1$ больше, чем сопротивление $r_{g1}$ при постоянном токе, в отношении

$$\frac{r_1}{r_{g1}} = (1,1 \div 1,5). \qquad (288,5)$$

**§ 289. Число пазов статора и объем тока.** В предыдущем параграфе были найдены данные, характеризующие обмотку статора: число витков в одной фазе $w_1$ и сечение проводов $q_1$.

Теперь дальнейшей задачей будет размещение проводов этой обмотки в пазах статора.

Попытаемся найти число вышеуказанных пазов.

Для этой цели предварительно зададимся одной величиной, характеризующей обмотку, — „объемом тока в пазу".

Под этим термином („объем тока") мы будем подразумевать в дальнейшем произведение из числа проводов $s_n$, заложенных в паз, и тока $I_1$, текущего в каждом проводе. Таким образом „объем тока" $I_n$ будет равен

$$I_n = I_1 \cdot s_n. \qquad (289,6)$$

Ток $I_n$ представляет собой величину, пропорциональную м. д. с. одного паза; поэтому поток магнитного рассеяния паза $\Phi_s$ будет возрастать прямо пропорционально (при слабом магнитном насыщении зубцов) объему тока $I_n$.

Отсюда следует, что чем больше будет допущена величина $I_n$, тем больше будет поток рассеяния $\Phi_s$ и, следовательно, тем больше будет реактанц рассеяния $x_s$.

Большие реактанцы рассеяния $x_s$ влекут за собой соответственное уменьшение тока короткого замыкания двигателя $I_k$. Таким образом выбранные чрезмерно большими значения $I_n$ влекут за собой относительно низкий $\cos\varphi$ при нормальной работе двигателя.

Из вышесказанного на первый взгляд может показаться, что при расчете машины следует выбирать возможно малые величины $I_n$. Однако при чрезмерно малых значениях $I_n$ у нас получалась бы малая ширина зубцов и как результат этого большая магнитная индукция в зубцах.

Так как размеры пазов машины обычно возрастают с увеличением мощности машины, то „объем тока" $I_n$ может быть взят тем больше, чем больше мощность.

ТАБЛИЦА 32

| Мощность | Объем тока |
|---|---|
| PS | $I_n$ |
| 5 | 250 |
| 5—50 | 250—300 |
| 100 | 450 |
| 200 | 600 |
| более | 800—1 000 |

При выборе $I_n$ можно руководствоваться табл. 32.

**§ 290. Связь между объемом тока $I_n$ и линейной нагрузкой $AS$.** Объем тока в одном пазу статора может быть выражен следующим образом:

$$I_n = \frac{\pi D \cdot AS}{Z_1},$$

где $Z_1$ — число всех пазов статора.

Так как

$$\frac{\pi D}{Z_1} = t_s = \text{зубцовому делению},$$

то

$$I_n = t_s \cdot AS. \qquad (290,1)$$

**§ 291. Число пазов на полюс и фазу в статоре ($q_1$).** Число пазов на полюс и фазу обычно колеблется в пределах

$$q_1 = 2 - 3 - 4.$$

В быстроходных машинах большой мощности часто встречается большая величина

$$q_1 = 4 - 5 - 6.$$

В машинах высокого напряжения стремятся по возможности брать величину $q_1$ меньше, так как при этом получается более жесткая конструкция обмотки статора и расстояния между катушечными головками получаются достаточно большими. Число пазов на полюс и фазу можно определить по формуле

$$q_1 = \frac{w_1}{p \cdot s_n}, \qquad (291,1)$$

где $w_1$ — число витков в фазе;

$p$ — число пар полюсов;

$s_n$ — число проводов в одном пазу;

последней величиной ($s_n$) следует предварительно задаться.

Полученное значение $q_1$ обычно должно быть целым; поэтому число $q_1$, полученное на основании формулы (291,1), нужно округлить до ближайшего целого числа. [1]

**§ 292. Ход расчета зубцов статора.** Обычно ход расчета зубцов бывает следующий:

1) задаемся на основании таблицы предыдущего параграфа величиной $I_n$;

2) по формуле

$$s_n \cdot I_1 = I_n$$

находим число проводников в пазу

$$s_n = \frac{I_n}{I_1};$$

3) находим число пазов на полюс и фазу

$$q_1 = \frac{w_1}{p \cdot s_n}$$

---

[1] Иногда раньше встречались обмотки с дробным числом пазов на полюс и фазу $q_1$, например, $q_1 = 2^1/_2$, $3^1/_2$ и т. д. Ввиду некоторой несимметричности кривой магнитной индукции вращающегося потока, которая получается при этих обмотках, такие обмотки (с дробным числом $q_1$) ухудшают качества машины (скверные пусковые качества, шум и т. п.), поэтому сейчас машины с дробным числом $q$ по возможности избегают строить.

(округляя результат до ближайшего целого числа);

4) находим число пазов в статоре

$$Z_1 = 2 \cdot m_1 \cdot p \cdot q_1, \qquad (292,1)$$

где $m_1$ — число фаз статора;

$p$ — число пар полюсов;

$q_1$ — число пазов на полюс и фазу;

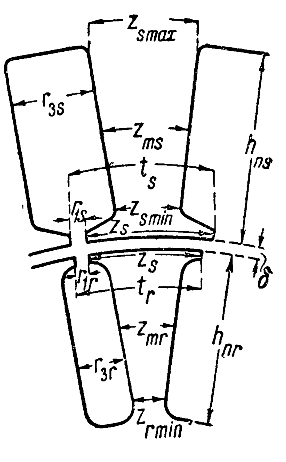
5) находим зубцовое деление

$$t_s = \frac{\pi D}{Z_1}; \qquad (292,1')$$

6) зная $t_s$ и $s_n$, мы можем перейти к детальному выяснению очертаний паза; об этом говорится в следующем параграфе.

**§ 293. Ширина зубцов и пазов статора** (фиг. 332 и 333). В зависимости от допущенного при расчете магнитного насыщения зубцов мы можем получить или широкий паз при узких зубцах или, наоборот, широкие зубцы при относительно узких пазах.

На фиг. 332 изображены пазы и зубцы статора и ротора асинхронного двигателя. Из чертежа видно, что сечение зубца в разных местах различно; таким образом величина магнитной индукции в разных сечениях паза будет неодинакова. Наибольшего значения $B_{z_{max}}$ достигнет магнитная индукция в том сечении зубца, которое соответствует минимальной ширине зубца $z_{min}$.




Фиг. 332. Зубцы статора и ротора.

Пренебрегая магнитным потоком рассеяния $\Phi_s$, замыкающимся поперек паза помимо зубцов, и, следовательно, предполагая, что магнитный поток целиком проходит через сечение зубцов, найдем [1]

$$B_{sz_{max}} = \frac{B_l t_s l_i}{z_{s_{min}} \, l \cdot k_2}, \qquad (293,1)$$

где $t_s$ — зубцовое деление (фиг. 332);

$l_i$ — теоретическая осевая длина;

$l$ — длина железа статора за вычетом вентиляционных каналов;

$k_2$ — коэфициент, учитывающий потерю сечения, вызванную бумажными изоляционными прослойками между железными листами (приближенно можно принять, что $k_2 \approx 0{,}9$);

$z_{s_{min}}$ — минимальная ширина зубца.

Из вышенаписанного уравнения можно найти

$$z_{s\,min} = \frac{t_s l_i \cdot B_l}{k_2 \cdot l \cdot B_{sz_{max}}}. \qquad (293,2)$$

[1] В асинхронных двигателях обычно магнитные насыщения в зубцах бывают небольшие, поэтому такое допущение возможно. При больших магнитных насыщениях в зубцах, когда уже нельзя пренебречь величиной потока $\Phi_s$, расчет зубцов можно вести по методу, предложенному автором (см. К. И. Шенфер, Динамомашины постоянного тока, ч. II).

Эта формула показывает, что чем большей величиной $B_{sz_{max}}$ мы зададимся при расчете, тем уже получаются зубцы, и следовательно, тем шире получаются пазы; таким образом, допуская большие значения $B_{z_{max}}$, мы получим широкие вместительные пазы.

Однако необходимо заметить, что чрезмерно узкие зубцы, при которых получаются большие значения $B_{sz_{max}}$, могут способствовать чрезмерному увеличению тока холостого хода и значительному увеличению потерь на гистерезис и токи Фуко.

ТАБЛИЦА 33

**Допускаемая максимальная индукция в зубцах статора и ротора**

| Число периодов сети | Статор | Ротор |
|---|---|---|
| | $B_{sz_{max}}$ | $B_{rz_{max}}$ |
| $f = 50$ | 15 000—21 000 | 16 000—22 000 |

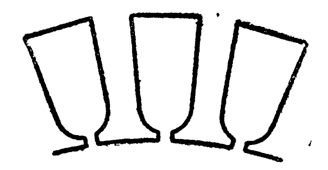
Вследствие этого такие машины будут отличаться невысоким $\cos\varphi$ и будут иметь относительно низкий к. п. д.

Величину $B_{zs_{max}}$ можно выбирать на основании приводимой ниже табл. 33.

Обычно средняя ширина зубцов статора $z_{ms}$ (и ротора) получается приблизительно равной или немного отличающейся в ту или другую сторону от ширины паза $r_{3s}$ (фиг. 332).

**§ 294. Очертания зубцов** (фиг. 332 и 333). Обычно ширина зубцов статора и ротора изменяется по высоте, как показано на фиг. 332. Благодаря этому магнитная индукция в таких зубцах имеет различные значения в разных их сечениях.

Можно, однако, придать зубцам такую форму, что ширина зубца всюду будет одинакова и магнитная индукция всюду в сечениях зубцов будет иметь одну и ту же величину; при этом, однако, стороны паза перестают быть друг другу параллельными, как показано на фиг. 333.



Фиг. 333. Зубцы одинаковой ширины.

Такие пазы обычно применяются в асинхронных двигателях малой мощности.

**§ 295. Выбор числа витков одной фазы $w_2$ роторной обмотки.** При выборе числа витков $w_2$ в одной фазе обмотки ротора конструктор имеет известную свободу. Электродвижущая сила, наводимая в одной фазе ротора, при пуске в ход будет

$$E_{2max} = E_1 \cdot \frac{k_2 \cdot w_2}{k_1 \cdot w_1} \approx E_k \cdot \frac{k_2 \cdot w_2}{k_1 \cdot w_1} \approx E_k \cdot \frac{w_2}{w_1},$$

где $k_1$ и $k_2$ — обмоточные коэфициенты статорной и роторной обмоток.

Обычно число витков одной фазы ротора $w_2$ выбирают таким образом, чтобы величина $E_{2max}$ для машин малой и средней мощности имела в среднем значение

$$E_{2max} = 100 - 200 \text{ V}.$$

При машинах большой мощности приходится допускать большие значения э. д. с. в роторе

$$E_{2max} = 500 - 600 - 800 \text{ V}$$

и выше.

При больших значениях $E_{2max}$ изоляция обмотки ротора и пусковых приспособлений, конечно, должна быть в достаточной степени надежной.

Примерные значения э. д. с. в фазе обмотки ротора при пуске в ход можно выбирать на основании следующей таблицы:

ТАБЛИЦА 34

**Напряжение на кольцах асинхронных двигателей при пуске в зависимости от мощности**

| $P$ | $E_2$ | $P$ | $E_2$ | $P$ | $E_2$ |
|---|---|---|---|---|---|
| kW | V | kW | V | kW | V |
| 1 | 30—50 | 100 | 200—300 | 1 000 | 900 |
| 5 | 50—60 | 250 | 240 | 2 000 | 1 200 |
| 10 | 80—100 | 500 | 600 | 5 000 | 1 600 |

**§ 296. Число пазов в роторе ($Z_2$).** Обычно число пазов на полюс и фазу для ротора выбирают больше, чем для статора:

$$q_2 > q_1.$$

При расчете асинхронного двигателя рекомендуется избегать равенства

$$q_1 = q_2$$

(и вообще равенства зубцов статора и ротора $Z_1 = Z_2$) во избежание явления так называемого „прилипания". Это явление, как было выяснено выше, заключается в том, что ротор при пуске в ход не может взять с места благодаря весьма низкому пусковому моменту, обусловленному образованием местных магнитных полей.

В случае фазной обмотки ротора можно выбирать числа пазов на полюс и фазу в статоре $q_1$ и роторе $q_2$ на основании следующей таблицы.

ТАБЛИЦА 35

| $q_1$ | 3 | 4 | 5 |
|---|---|---|---|
| $q_2$ | 4—5—7 | 5—7—9 | 6—7—8—9 |

При выборе числа пазов ротора с беличьей обмоткой надлежит руководствоваться данными § 88.

**§ 297. Ток в фазе обмотки ротора.** Найдем ток в фазе ротора $I_2$. При этом можно приближенно предположить, что число ампервитков одной фазы в роторе $AW_2$ меньше примерно на 10%, чем число ампервитков статора $AW_1$ (см. диаграмму ампервитков на фиг. 73).

Таким образом имеем

$$AW_2 \approx 0{,}9 \cdot AW_1$$

или

$$I_2 k_2 m_2 w_2 \approx 0{,}9 I_1 k_1 m_1 w_1;$$

отсюда можем найти

$$I_2 = 0{,}9 \frac{I_1 k_1 m_1 w_1}{k_2 m_2 w_2}.$$

Предполагая приближенно $k_2 \approx k_1$, найдем

$$I_2 \approx 0{,}9 I_1 \frac{m_1 w_1}{m_2 w_2}. \qquad (297{,}1)$$

§ 298. **Сечение проводов фазной обмотки ротора.** Зная силу тока $I_2$ и задавшись плотностью тока $s_{a_2}$ в роторе, мы можем найти сечение проводников обмотки ротора

$$q_{a_2} = \frac{I_2}{s_{a_2}}. \qquad (298{,}1)$$

При этом величину плотностей тока $s_{a_2}$ в обмотках ротора вообще можно выбирать несколько больше, чем плотность тока в обмотках статора $s_{a_1}$, так как охлаждение обмотки вращающегося ротора лучше, чем неподвижной обмотки статора.

Плотность тока в зависимости от сечения и условий охлаждения в проводах ротора можно брать в пределах

$$5{,}0 \div 8{,}0 \text{ A/mm}^2.$$

§ 299. **Расчет пазов и зубцов ротора** (фиг. 332). Расчет зубцов удобнее всего начать с выяснения минимальной ширины зубца $z_{r_{\min}}$; последнюю величину можно найти, задаваясь величиной магнитной индукции $B_{rz_{\max}}$ в наименьшем сечении зубца:

$$B_{rz_{\max}} = \frac{t_r \cdot l_i \cdot B_l}{k_2 \cdot l \cdot z_{r_{\min}}}, \qquad (299{,}1)$$

откуда

$$z_{r_{\min}} = \frac{t_r \cdot l_i \cdot B_l}{k_2 \cdot l \cdot B_{rz_{\max}}}. \qquad (299{,}2)$$

Ввиду того что частота токов в обмотке ротора при нормальной работе двигателя бывает очень небольшой (около 2—3 Hz), потери на гистерезис и токи Фуко в зубцах ротора получаются обычно тоже весьма небольшими.

Поэтому в зубцах ротора можно обычно допускать большие значения магнитной индукции, чем в зубцах статора:

$$B_{rz_{\max}} = 15\,000\text{—}21\,000 \text{ гауссов}.$$

§ 300. **Глубина паза $h_n$.** Глубина паза статора или ротора представляет некоторую функцию диаметра машины. Чем больше диаметр машины $D$, тем отношение $\frac{z_{\min}}{z_{\max}}$ получается ближе к единице и тем

глубже могут быть выполнены пазы; таким образом $h_n$ возрастает с увеличением $D$. Зависимость эту можно представить в виде следующей эмпирической формулы:

$$h_n \approx (4-6)\frac{D-9}{D-4}\ \text{cm}. \tag{300,1}$$

Глубина паза статора лежит в пределах $1\ \text{cm} \leqslant h_{ns} \leqslant 7\ \text{cm}$; для ротора эти пределы имеют обычно значения $1{,}5\ \text{cm} \leqslant h_{nr} \leqslant 5\ \text{cm}$.

**§ 301. Величина магнитного потока.** Для того чтобы найти размеры железного сердечника статора и ротора, необходимо предварительно найти величину магнитного потока; последняя может быть найдена из уравнения

$$\Phi = \frac{E_1 \cdot 10^8}{4{,}44 \cdot k_1 \cdot f_1 \cdot w_1}, \tag{301,1}$$

где $E_1$ — э. д. с. одной фазы статора. Учитывая падение напряжения в обмотке статора при нагрузке, можно принять вышеуказанную э. д. с. приблизительно равной в среднем

$$E_1 \approx 0{,}97 \cdot U. \tag{301,2}$$

Таким образом, подставляя в формулу (301,1) последнее выражение, получим

$$\Phi = \frac{0{,}97 \cdot U \cdot 10^8}{4{,}44 \cdot k_1 \cdot f_1 \cdot w_1} \approx \frac{U \cdot 10^8}{4{,}6 \cdot k_1 \cdot f_1 \cdot w_1}. \tag{301,3}$$

**§ 302. Определение высоты железного сердечника статора и ротора.** Найдем величину магнитной индукции в сердечнике статора. При этом для упрощения задачи сделаем предположение, что величина магнитной индукции в железе сердечника статора всюду одинакова и равна $B_{as_1}$.

Имея в виду, что магнитный поток в сердечнике статора разветвляется на две половины, найдем

$$B_{as} = \frac{\Phi/2}{h_s \cdot l \cdot k_2}, \tag{302,1}$$

где $l$ — длина железа статора (за вычетом суммарной ширины вентиляционных каналов);

$k_2$ — коэфициент, учитывающий влияние изолирующих прослоек между железными листами, из которых набран статор ($k_2 = 0{,}91$ для листов с бумажной изоляцией и $k_2 = 0{,}95$ для лакированных листов);

$h_s$ — высота железного сердечника статора (фиг. 334).

Из формулы (302,1) найдем

$$h_s = \frac{\Phi}{2k_2 \cdot l \cdot B_{as}}. \tag{302,2}$$

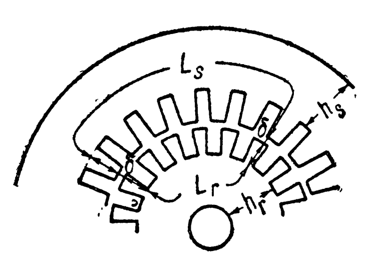
Высота железного сердечника ротора (фиг. 334) соответственно будет

$$h_r = \frac{\Phi}{2k_2 \cdot l \cdot B_{ar}}, \tag{302,3}$$

где $B_{ar}$ — средняя величина магнитной индукции в сечении железа ротора.

Величина средней магнитной индукции $B_{as}$, входящей в формулу (302,2) обычно выбирается в зависимости от числа периодов сети $f_1$. Во избежание больших потерь железа в статоре обычно при относительно большой частоте тока сети $f_1$ выбирают малое $B_{as}$ и, наоборот, при малой частоте $f_1$ можно $B_{as}$ брать больше.

Средние рекомендуемые значения $B_{as}$, которыми можно задаваться при расчете, приведены в нижеследующей таблице:




Фиг. 334. Магнитная цепь асинхронного двигателя.

ТАБЛИЦА 36

**Средняя величина магнитной индукции в железе статора $B_{as}$ и ротора $B_{ar}$**

| $f_1$ | $B_{as}$ (статор) | $B_{ar}$ (ротор) |
|---|---|---|
| 50 | 13 000—15 000 | 10 000—16 000 |

Замечание. Обычно в быстроходных машинах (с малым числом полюсов $2p = 2$) приходится выбирать меньшее значение магнитной индукции в воздушном зазоре $\beta_l$ по сравнению с машинами, имеющими $2p > 2$.

Причину этого можно уяснить, исследуя уравнение

$$B_{ar} = \frac{\frac{\Phi}{2}}{h_r l k_2} \approx \frac{\frac{\Phi}{2}}{h_r l}.$$

Подставляя сюда приближенно

$$h_r \approx \frac{D}{2},$$

найдем

$$B_{ar} = \frac{\frac{\Phi}{2}}{\frac{D}{2l}} = \frac{\Phi}{Dl},$$

после подстановки в последнее выражение

$$\Phi = B_l \alpha_i \tau l = B_l \alpha_i \frac{\pi D}{2pl}$$

получится

$$B_{ar} = \frac{B_l \alpha_i \pi}{2p}.$$

Отсюда видно, что при уменьшении числа полюсов $2p$ и при прочих равных условиях магнитная индукция в сердечнике ротора возрастает. Поэтому в быстроходных машинах приходится вообще выбирать меньшие значения индукций в зазоре $B_l$, что приводит к понижению степени использования машины.

Последнее наглядно иллюстрируют фиг. 327 и 328, из которых видно, что кривые $\sigma$ для двухполюсных машин лежат ниже, чем кривые $\sigma$ для многополюсных машин.

При выборе высоты железного сердечника ротора $h_r$ по вышеприведенной формуле (302,3) обычно задаются магнитными индукциями в железе ротора, имеющими более высокое значение, чем в статоре.

Ротор обычно вращается со скоростью, почти равной скорости вращающегося магнитного потока; вследствие этого число циклов перемагничивания железа ротора в единицу времени здесь очень невелико, и следовательно, потери железа в роторе обычно относительно невелики.

Поэтому величина магнитной индукции в железе ротора $B_{ar}$ и $B_z$ вообще может быть допущена больше, чем в железе статора $B_{as}$.

**§ 303. Ротор с беличьей обмоткой** (фиг. 49—50). Число пазов $z_2$ ротора с беличьей обмоткой при расчете выбирают таким образом, чтобы оно не было равно числу пазов статора $z_1$.

Кроме того, число пазов ротора должно быть четным и должно удовлетворять условиям § 88 и табл. 12.

В противном случае возможно появление „гудения" двигателя и затруднений при пуске и разгоне.

Обмотка в виде беличьей клетки характерна большим числом фаз $m_2$, которое здесь равно

$$m_2 = \frac{z_2}{p}, \qquad (303,1)$$

где $z_2$ — число всех проводов ротора;

$p$ — число пар полюсов.

При беличьей обмотке каждая фаза содержит только один провод, т. е. число витков в одной фазе для этого случая будет [1]

$$w_2 = \frac{1}{2}.$$

Обмоточный коэфициент для беличьей обмотки можно принять равным

$$k_2 = 1.$$

Ток, текущий в каждой фазе ротора $I_2$, можно найти на основании уже известной нам формулы

$$I_2 \approx 0,9 \cdot I_1 \cdot \frac{m_1 \cdot k_1 \cdot w_1}{m_2 \cdot k_2 \cdot w_2};$$

подставляя сюда

$$m_2 = \frac{z_2}{p},$$

$$k_2 = 1,$$

$$w_2 = \frac{1}{2},$$

[1] Будет более правильным сказать, что в беличьей обмотке каждый виток сцеплен с потоком половинной величины, так как физически невозможно себе представить замкнутый контур, в котором было бы меньше одного витка или который заключал бы в себе $^1/_2$ витка.

Однако для удобства расчета в вышенаписанные формулы приходится подставлять расчетную величину $w_2 = {}^1/_2$, вводя в рассмотрение полную величину потока.

найдем

$$I_2 \approx 0{,}9 \cdot I_1 \cdot \frac{m_1 k_1 \cdot w_1}{\left(\frac{z_2}{p}\right) \cdot 1 \cdot \frac{1}{2}},$$

$$I_2 \approx 1{,}8 \cdot I_1 \cdot \frac{p \cdot m_1 \cdot k_1 \cdot w_1}{z_2}. \qquad (303{,}2)$$

Все провода в беличьей обмотке соединены между собой через посредство замыкающихся колец параллельно.

Поэтому при числе полюсов статора, равном $2p$, мы будем иметь в каждой фазе „беличьего" ротора $p$ проводников, соединенных между собой параллельно.

Таким образом величина тока, текущего в каждом стержне беличьей обмотки, будет

$$I_s = \frac{I_2}{p}$$

или на основании уравнения (303,2)

$$I_s = 1{,}8 I_1 \cdot \frac{m_1 \cdot k_1 \cdot w_1}{z_2}. \qquad (303{,}3)$$

Ток в короткозамыкающем кольце может быть найден по формуле

$$I_k = \frac{I_s}{2 \cdot \sin \frac{\pi}{m_2}} = \frac{I_s}{2 \cdot \sin\left(\frac{\pi \cdot p}{z_2}\right)}. \qquad (303{,}4)\ [1]$$

Сечение стержней клетки $q_s$ и замыкающего кольца $q_r$ можно найти, задаваясь соответственными плотностями тока $s_s$ и $s_r$:

$$q_s = \frac{I_s}{s_s}$$

и

$$q_k = \frac{I_k}{s_k}.$$

Обычно выбирают:

$$s_s = 5-8\ \text{A/mm}^2,$$

$$s_k = 6-9\ \text{A/m}^2.\ [2]$$

**§ 304. Размеры роторных контактных колец и щеток.** При выборе размеров контактных колец фазной обмотки ротора можно исходить из допускаемой величины плотности тока в контакте щеток $s_k$. Последней величиной можно задаваться на основании табл. 37.

---

[1] См. Arnold, Wechselstromtechnik, V. 1, стр. 56.

[2] Плотность тока в замыкающем кольце обычно берется больше, чем в проводах, вследствие лучших условий охлаждения замыкающих колец.

ТАБЛИЦА 37

**Допускаемая плотность тока в контакте щеток**

| Сорт щеток | Допускаемая плотность тока $s_k$ | Падение напряжения в контакте |
|---|---|---|
| Мягкие угольные | 20 A/cm² | 0,6 V |
| Медные . . . . | 40 A/cm² | 0,2 V |

Для машин с подъемом щеток и для машин мощностью до 7,5 kW на каждое кольцо достаточно одной щетки.

*ГЛАВА XXXIV*

# РАСЧЕТ МАГНИТНОЙ ЦЕПИ

**§ 305. Величина тока холостого хода.** Для нахождения величины тока холостого хода двигателя

$$I_0 = \sqrt{I_{oa}^2 + I_{or}^2}$$

необходимо найти 2 его слагающие:

1) реактивную слагающую, или намагничивающий ток $I_{or}$, и 2) активную слагающую $I_{oa}$.

Активная слагающая будет равна

$$I_{oa} = \frac{\text{потери холостого хода}}{m_1 \cdot U} = \frac{W_0}{m_1 \cdot U} . \qquad (305,1)$$

Выражение для реактивной слагающей тока холостого хода нами было найдено выше

$$I_{or} = \frac{1{,}11 \cdot p \cdot AW_0}{m_1 w_1 \cdot k_1} . \qquad (305,2)$$

Из этой формулы видно, что для нахождения $I_{or}$ необходимо предварительно найти число ампервитков — $AW_0$ (приходящееся на пару полюсов), необходимое для образования магнитного потока Ф двигателя.

О методах подсчета числа ампервитков $AW_0$ говорится в следующем параграфе.

**§ 306. Участки магнитной цепи асинхронного двигателя** (фиг. 334). Желая найти число ампервитков $AW_0$, для удобства расчета разобьем всю магнитную цепь асинхронного двигателя на ряд отдельных участков (фиг. 334).

Эти участки следующие:

1) зубцы статора (общая длина пути силовых линий равна $L_{zs}$);
2) зубцы ротора ( „ „ „ „ „ „ $L_{zr}$);
3) воздушный зазор ( „ „ „ „ „ „ $2\delta$);
4) сердечник статора (средняя длина пути силовых линий равна $L_s$);
5) сердечник ротора ( „ „ „ „ „ „ $L_r$).

**§ 307. Нахождение ампервитков для зубцов статора ($AW_{zs}$).** В зубцах асинхронных двигателей обычно величина максимальной магнитной индукции редко превосходит 18 000 гауссов.

При таких относительно малых магнитных насыщениях можно принять приближенно, что весь поток проходит через зубцы, не заходя совсем в пазы [1].

В этом случае расчет „зубцовых“ ампервитков ведется следующим образом.

Найдем величину магнитной индукции в трех сечениях зубца (фиг. 332):

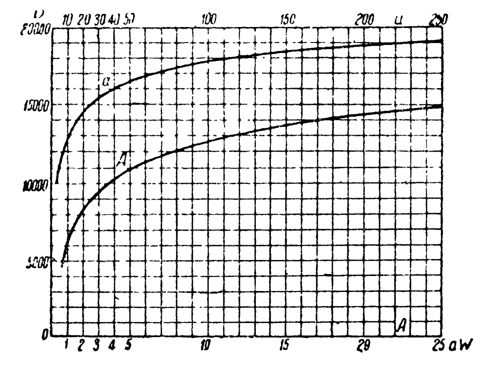
1) $B_{z\,\min} = \dfrac{t_s \cdot B_l \cdot l_i}{k_2 \cdot z_{s\,\max} \cdot l}$ (сечение $I$);

2) $B_z = \dfrac{t_s \cdot B_l \cdot l_i}{k_2 \cdot z_{ms} \cdot l}$ (среднее сечение $II$);

3) $B_{z\,\max} = \dfrac{t_s \cdot B_l \cdot l_i}{k_2 \cdot z_{s\,\min} \cdot l}$ (сечение $III$).

В этих формулах означают:

$k_2$ — коэфициент заполнения железа (в среднем $k_2 = 0{,}9$);



Фиг. 335. Кривые намагничивания.

$t_s$ — зубцовое деление на поверхности статора близ воздушного зазора;

$B_l$ — магнитная индукция в воздушном зазоре;

$l_i$ — теоретическая длина машины;

$l$ — длина железных пакетов (за вычетом вентиляционных каналов);

$z_{s\,\max}$ — максимальная ширина зубца (у основания);

$z_{ms}$ — средняя ширина зубца;

$z_{s\,\min}$ — минимальная ширина зубца.

Вычислив магнитные индукции в зубцах, находим по кривым намагничивания (фиг. 335) [2] соответственные значения удельных ампервитков:

1) для $B_{z\,\max}$ ампервитков . . . . . $aw_{z\,\max}$
2) „ $B_z$ „ . . . . . $aw_z$
3) „ $B_{z\,\min}$ „ . . . . . $aw_{z\,\min}$

Принимая во внимание, что кривая $AW_z = f(h_z)$ похожа на параболу по формуле Симпсона, найдем среднюю величину удельных ампервитков

$$aw_{cp} = \frac{aw_{z\,\min} + 4aw_z + aw_{z\,\max}}{6}. \qquad (307{,}1)$$

---

[1] При больших магнитных насыщениях поток замыкается не только через зубцы, но также довольно значительная часть потока проходит и через рядом расположенные пазы. О методе расчета зубцов в этом случае см. акад. К. И. Шенфер, Динамомашины постоянного тока, ч. II.

[2] Для нахождения по заданной величине $B$ соответственной величины $aw$ можно пользоваться также шкалой фиг. 336 (см. проф. В. С. Кулебакин, Расчет синхронных машин).

Суммарное число ампервитков, необходимое для проведения потока через зубцы статора, имеющих общую длину $L_{zs} = 2h_{ns}$ [1], выразится следующим образом:

$$AW_{zs} = aw_{cp} \cdot L_{zs} = L_{zs} \cdot \left[\frac{aw_{z\,\min} + 4aw_z + aw_{z\,\max}}{6}\right].$$

При малых магнитных насыщениях в зубцах можно приближенно принять

$$aw_{cp} = \frac{aw_{z\,\min} + aw_{z\,\max}}{2},$$

$$AW_{zs} = L_{zs} \cdot \left[\frac{aw_{z\,\min} + aw_{z\,\max}}{2}\right]. \qquad (307,2)$$

**§ 308. Ампервитки для зубцов ротора ($AW_{zr}$).** Расчет зубцовых ампервитков в роторе ведется при помощи такого же метода, как и для статора.

При малых магнитных насыщениях суммарное число зубцовых ампервитков в роторе найдем следующим образом:

$$AW_{zr} = L_{zr} \cdot \left[\frac{aw_{z\,\min} + aw_{z\,\max}}{2}\right], \qquad (308,1)$$

где $L_{zr}$ — общая длина зубцов ротора:

$$L_{zr} = 2h_{nr}\,.$$ [2]

$aw_{z\,\min}$ и $aw_{z\,\max}$ — удельные ампервитки для минимального и максимального значения магнитной индукции в зубцах ротора.

**§ 309. Ампервитки для воздушного зазора ($AW_l$).** Максимальная величина магнитной индукции в воздушном зазоре будет

$$B_l = \frac{\Phi}{a_i \cdot \tau \cdot l_i}, \qquad (309,1)$$

где $a_i$ — коэфициент формы кривой магнитной индукции;
$\tau$ — полюсное деление;
$l_i$ — теоретическая длина двигателя.

Фиг. 336. Номограмма ампервитков для листового железа.

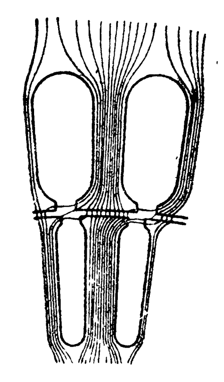
Для синусоидального распределения кривой магнитной индукции в воздушном зазоре машины мы имеем

$$a_i = \frac{2}{\pi} = 0{,}637.$$

При большом магнитном насыщении зубцов кривая магнитной индукции получает притупленную форму (фиг. 325), благодаря чему коэфициент $a_i$ получает несколько большее значение. Действительная величина

[1] $h_{ns}$ — высота зубца статора.
[2] $h_{nr}$ — высота зубца ротора.

коэфициента $\alpha_i$ может быть найдена на основании следующего эмпирического соотношения:



Фиг. 337. Сгущение индукционных линий в воздушном зазоре, происходящее от наличия зубцов.

$$\alpha_i = 0{,}637 + \frac{k_z - 1}{18}, \qquad (309{,}2)^{1}$$

где

$$k_z = 1 + \frac{AW_z}{AW_l}.$$

***Пример:***

$$\frac{AW_z}{AW_l} = 0{,}2;$$

$$k_z = 1{,}2;$$

$$\alpha_i = 0{,}637 + \frac{1{,}2 - 1}{18} = 0{,}648.$$

В хорошо использованных машинах бывает $\alpha_i \approx 0{,}69 - 0{,}72$.

Расчет ампервитков воздушного зазора удобнее всего вести по методу последовательного приближения: сначала находят $AW_l$ и $AW_z$ в предположении синусоидального распределения магнитной индукции в воздушном зазоре $\left(\alpha_i = \frac{2}{\pi}\right)$; найдя $AW_l$ и $AW_z$, подставляем их в формулу (309,2), после чего находим значение коэфициента $\alpha_i$ и магнитных индукций $B_l$ и $B_z$ более точно.

Число ампервитков, необходимое для воздушного зазора, будет

$$AW_l = 0{,}8 \cdot k_\delta \cdot B_l \cdot 2 \cdot \delta, \qquad (309{,}3)$$

где $k_\delta$ — коэфициент, больший единицы, учитывает увеличение общего числа ампервитков для воздуха, вызванное сгущением магнитных линий в воздушном промежутке благодаря существованию пазов в статоре и роторе (фиг. 337).

Коэфициент $k_\delta$ можно вычислить по следующей эмпирической формуле Пихельмайера[2]:

$$k_\delta = \left(\frac{t_s + 10\delta}{z_s + 10\delta}\right) \cdot \left(\frac{t_r + 10\delta}{z_r + 10\delta}\right), \qquad (309{,}4)$$

Фиг. 338. Значения $t_s$, $z_s$, $t_r$, $z_r$.

где значения $t_s$, $z_s$, $t_r$ и $z_r$ показаны на фиг. 338.

**§ 310. Ампервитки в сердечнике статора и ротора.** Точный подсчет ампервитков $AW_{as} + AW_{ar}$ затруднителен, так как магнитная индукция в сердечниках статора и ротора обычно имеет в разных местах сечения различные значения (фиг. 334).

---

[1] См. E. Rummel, Die Asynchronmotoren und ihre Berechnung, Julius Springer, 1926.

[2] См. проф. C. Pichelmayér, Dynamobau.

Предполагая грубо приближенно, что величина магнитной индукции всюду в сечении сердечников статора и ротора одинакова, найдем

$$B_{as} = \frac{\frac{\Phi}{2}}{h_s \cdot l \cdot k_2} \text{ (статор)}, \qquad (310,1)$$

$$B_{ar} = \frac{\frac{\Phi}{2}}{h_r \cdot l \cdot k_2} \text{ (ротор)}, \qquad (310,2)$$

где

$$k_2 \approx 0{,}9.$$

Зная величину магнитных индукций $B_{as}$ и $B_{ar}$ по кривым намагничения или шкале фиг. 335—336, можем найти соответственные значения удельных чисел ампервитков $aw_s$ и $aw_r$.

Таким образом суммарные числа ампервитков будут:

$$AW_{as} = aw_s \cdot L_s \text{ (сердечник статора)},$$
$$AW_{ar} = aw_r \cdot L_r \text{ (сердечник ротора)}.$$

Средние длины путей силовых линий могут быть найдены по чертежу или приближенно могут быть найдены по формулам [1]

$$L_s \approx \pi \cdot \frac{D_1 - h_s}{2p} \text{ (статор)},$$

$$L_r \approx \pi \cdot \frac{D - h_r}{2p} \text{ (ротор)},$$

где $D_1$ — внешний диаметр статора;
$D$ — внутренний диаметр статора;
$h_s$ — высота железа статора;
$h_r$ — высота железа ротора.

Ввиду относительно небольших магнитных насыщений в сердечниках статора и ротора можно при расчетах иногда положить

$$AW_{as} \approx 0,$$
$$AW_{ar} \approx 0.$$

**§ 311. Суммарные ампервитки.** На основании данных предыдущих параграфов мы можем найти общее число ампервитков $AW_0$ (приходящееся на пару полюсов), необходимое для создания вращающегося магнитного потока двигателя:

$$AW_0 = AW_l + AW_{zs} + AW_{zr} + AW_{as} + AW_{ar}.$$

Полагая приближенно

$$AW_{as} + AW_{ar} \approx 0,$$

найдем

$$AW_0 \approx AW_l + AW_{zs} + AW_{zr}.$$

---

[1] См. фиг. 334 и 322.

*ГЛАВА XXXV*

# ТОК КОРОТКОГО ЗАМЫКАНИЯ

**§ 312. Ток короткого замыкания.** Найдем силу тока в статоре при заторможенном роторе. Для этого обратимся к эквивалентной схеме (фиг. 145).

При заторможенном роторе для упрощения задачи мы можем пренебречь в эквивалентной схеме влиянием цепи тока холостого хода $I_0$ и, следовательно, можем положить, что $I_0 = 0$.

В этом случае сопротивление эквивалентной цепи будет равно

$$z_k = z_1 + z_2',$$

или

$$z_k = \sqrt{(r_1 + r_2')^2 + (x_1 + x_2')^2}.$$

Ток короткого замыкания в статоре при этих условиях будет

$$I_k = \frac{U}{z_k} = \frac{U}{\sqrt{(r_1 + r_2')^2 + (x_1 + x_2')^2}}. \qquad (312,1)$$

Угол сдвига фаз при этом между током $I_k$ и напряжением $U$ может быть найден из уравнения

$$\operatorname{tg} \varphi_k = \frac{r_1 + r_2'}{x_1 + x_2'}. \qquad (312,2)$$

**§ 313. Активное сопротивление обмотки статора.** Величину активного сопротивления статорной обмотки можно подсчитать по формуле

$$r_{g1} = \frac{2w_1}{a_1} \cdot \frac{l_{a1}\,(1 + 0{,}004\,T_a)}{5\,700 \cdot q_{a1}}, \qquad (313,1)$$

где $w_1$ — число витков одной фазы статора;
$a_1$ — число параллельных разветвлений;
$l_{a1}$ — длина одного полувитка в cm (фиг. 339);
$q_{a1}$ — сечение провода в $mm^2$;
$T_a$ — повышение температуры провода над окружающей в градусах стоградусной шкалы.

Формула (313,1) не учитывает влияния „кожного эффекта"; благодаря последнему активное сопротивление провода, обтекаемого переменным током, будет больше, чем следует согласно формуле (313,1).

Влияние „кожного эффекта" можно учесть, положив, что эффективное (действительное) активное сопротивление одной фазы статора будет

$$r_1 = k \cdot r_{g1}. \qquad (313,2)$$

При проводах небольшого сечения круглой или прямоугольной формы можно грубо приближенно принять

$$k = 1{,}05 - 1{,}10;$$

при больших сечениях

$$k = 1{,}20 - 1{,}30.$$

Средняя длина полувитка (фиг. 339), входящая в уравнение, может быть найдена по чертежу обмотки или по эмпирической формуле

$$l_{a1} = l_1 + 1{,}4\,\tau. \qquad (313{,}3)$$

**§ 314. Активное сопротивление фазной обмотки ротора.** Величину сопротивления роторной обмотки можно найти по формуле, сходной с (313,1):

$$r_{g2} = \frac{2w_2}{a_2} \cdot \frac{l_{a1} \cdot [1 + 0{,}004\,T_a]}{5\,700 \cdot q_{a2}}, \qquad (314{,}1)$$

где $w_2$ — число витков одной фазы ротора;
$a_2$ — число параллельных разветвлений;
$l_{a_2}$ — длина одного полувитка в cm;
$q_{a_2}$ — сечение провода в mm²;
$T_a$ — повышение температуры над окружающей средой.

Действительная величина активного сопротивления одной фазы ротора (с учетом влияния „кожного эффекта") будет

$$r_2 = k \cdot r_{g2}.$$

Фиг. 339. Различные участки витка.

**§ 315. Приведенная величина активного сопротивления фазной обмотки ротора.** Эта величина будет равна

$$r_2' = r_2 \left[\frac{m_1 \cdot w_1^2 k_1^2}{m_2 \cdot w_2^2 k_2^2}\right], \qquad (315{,}1)^{1}$$

или

$$r_2' = k\,\frac{2w_2}{a_2} \cdot \frac{l_{a2} \cdot [1 + 0{,}004\,T_a]}{5\,700\,q_{a2}} \cdot \left[\frac{m_1 \cdot w_1^2 \cdot k_1^2}{m_2 \cdot w_2^2 \cdot k_2^2}\right], \qquad (315{,}2)$$

где $m_1$ — число фаз статорной обмотки;
$k_1$ — обмоточный коэфициент статорной обмотки;
$w_1$ — число витков в фазе статора;
$m_2$ — число фаз роторной обмотки;
$w_2$ — число витков в фазе ротора;
$k_2$ — обмоточный коэфициент роторной обмотки;
$q_{a2}$ — сечение роторной обмотки.

**§ 316. Реактивное сопротивление обмотки статора и ротора.** В главе VI[2] мы видели, что благодаря существованию потоков рассеяния в обмотках статора $\Phi_{s1}$ и ротора $\Phi_{s2}$ (фиг. 340) в этих обмотках индуктируются э. д. с.:

$$E_{s1} = w_1 \cdot \frac{d\Phi_{s1}}{dt} = I_1 x_1 \text{ (статор)},$$

$$E_{s2} = w_2 \cdot \frac{d\Phi_{s2}}{dt} = I_2 x_2 \text{ (ротор)}.$$

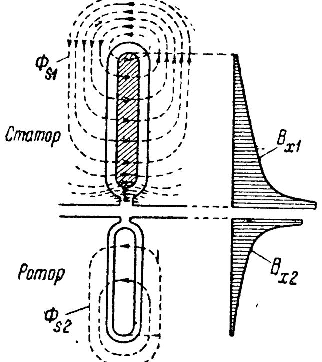
[1] См. гл. VI.
[2] См. фиг. 769.

где $x_1$ — реактанц магнитного рассеяния, или реактивное сопротивление одной фазы статорной обмотки;

$x_2$ — реактанц магнитного рассеяния, или реактивное сопротивление одной фазы роторной обмотки.

Попытаемся подсчитать величины $x_1$ и $x_2$. Для этой цели вообразим себе паз, в который заложен „пучок", состоящий из $s_n$ проводников (фиг. 340).

Предположив, что сила тока, текущего в каждом из проводов пучка, равна 1 A, найдем для этого случая величину магнитного потока $\Phi_{1A}$, образовавшегося вокруг такого пучка проводов на протяжении длины статора (или ротора) равной 1 cm; мы можем написать




Фиг. 340. Потоки рассеяния в пазах статора и ротора.

$$\Phi_{1A} = \frac{\text{м. д. с.}}{\text{магн. сопротивл.}} = \frac{s_n \cdot 1}{R_m}\,,\ [1]$$

где $R_m$ — магнитное сопротивление, отнесенное к 1 cm длины статора.

Последнее выражение мы можем еще переписать так:

$$\Phi_{1A} = s_n\left(\frac{1}{R_m}\right) = s_n \cdot \lambda, \qquad (316,1)$$

где $\lambda$ — **магнитная проводимость паза, отнесенная к 1 cm длины статора или ротора** (или так называемая „удельная магнитная проводимость").

Коэфициент самоиндукции, определяемый как „число силовых магнитных сцеплений при токе в проводнике, равном 1 A", может быть выражен в нашем случае следующим образом:

$$L = \sum (w \cdot \Phi) = s_n \cdot \Phi_{1A}.$$

Подставляя сюда из (316,1) выражение для $\Phi_{1A}$, найдем

$$L = s_n^2 \cdot \lambda. \qquad (316,2)$$

Коэфициент самоиндукции пучка проводов, имеющих длину не 1 cm, но $l_i$, будет равен

$$L = s_n^2 \cdot \lambda \cdot l_i.$$

Зная величину коэфициента самоиндукции одного пучка проводов $L$, попытаемся теперь найти коэфициент самоиндукции $L_1$ **всей фазы** статора.

Провода одной фазы статора размещены в числе пазов, равном

$$2p \cdot q_1,$$

где $2p$ — число полюсов;

$q_1$ — число пазов, приходящихся на полюс и фазу.

---

[1] Магнитодвижущая сила пропорциональна числу амперпроводов одного паза; при величине тока в 1 A величина м. д. с. будет равна $s_n \cdot 1$.

Следовательно, коэфициент самоиндукции обмотки всей фазы будет

$$L_1 = 2p \cdot q_1 [L] = 2p \cdot q_1 s_n^2 \cdot \lambda_1 \cdot l_i. \qquad (316,3)$$

Реактанц, соответствующий коэфициенту самоиндукции $L_1$, будет

$$x_1 = \omega \cdot L_1 = \omega \cdot 2p \cdot q_1 \cdot s_n^2 \cdot \lambda_1 \cdot l_i.$$

Подставляя сюда

$$\omega = 2\pi \cdot f_1$$

и

$$s_n = \frac{w_1}{p \cdot q_1},$$

найдем окончательно

$$x_1 = \frac{4 \cdot \pi \cdot f_1 \cdot w_1^2}{p \cdot q_1} \cdot \lambda_1 \cdot l_i,$$

или

$$x_1 = \frac{4 \cdot \pi \cdot f_1 \cdot w_1^2}{p \cdot q_1 \cdot 10^8} \cdot \lambda_1 \cdot l_i \text{ ом}. \qquad (316,4)$$

Для реактанца неподвижного ротора, имеющего фазную обмотку, получим такое же выражение:

$$x_2 = \frac{4 \cdot \pi \cdot f_1 \cdot w_2^2}{p \cdot q_2 \cdot 10^8} \cdot \lambda_2 \cdot l_i \text{ ом}, \qquad (316,5)$$

где $\lambda_2$ — удельная магнитная проводимость паза ротора.

**§ 317. Удельная магнитная проводимость паза.** Коэфициент самоиндукции одной секции $L_s$ зависит от числа витков $w_s$ этой секции и от величины магнитной проводимости $\Lambda$ среды, окружающей секцию, и может быть выражен следующим образом:

$$L_s = w_s^2 \cdot \Lambda. \qquad (317,1)$$

В свою очередь магнитная проводимость может быть выражена так:

$$\Lambda = 2 \cdot l \cdot \lambda_ж + 2 \cdot l_в \cdot \lambda_в, \qquad (317,2)$$

где $l$ — длина железа статора или ротора (за вычетом ширины вентиляционных каналов);

$l_в$ — длина торцевых соединений (фиг. 339);

$\lambda_ж$ и $\lambda_в$ — физические коэфициенты, получаемые из опыта;

$\lambda_ж$ — равно по числовой величине тому числу силовых магнитных линий, которое образуется на протяжении 1 cm длины статора (или ротора) вокруг проводника, заложенного в паз, когда по этому проводнику течет ток в 1 A;

$\lambda_в$ — по числовой величине равно тому числу силовых линий, которое образуется на протяжении 1 cm длины вокруг провода, находящегося в воздухе, когда по этому проводу течет ток силой в 1 A (фиг. 339).

Согласно опытам Хобарта (Hobart) можно принять в среднем $\lambda_ж = 4$ и $\lambda_в = 0,8$.

Согласно позднейшим опытам Пихельмайера получаются несколько меньшие средние величины:

$$\lambda_{ж} = 3$$

и

$$\lambda_{в} = 0{,}6.$$

Подставляя (317,2) в (317,1), получаем

$$L_s = w_s^2 \cdot 2 \cdot (l \cdot \lambda_{ж} + l_в \cdot \lambda_в),$$

или

$$L_s = w_s^2 \cdot 2 \cdot l \cdot \left(\lambda_{ж} + \frac{l_в}{l} \cdot \lambda_в\right).$$

Последнее равенство можно еще переписать так:

$$L_s = w_s^2 \cdot 2 \cdot l \cdot \lambda, \qquad (317,3)$$

где

$$\lambda = \lambda_{ж} + \frac{l_в}{l} \cdot \lambda_в \qquad (317,4)$$

— так называемая расчетная удельная проводимость паза.

Подставляя в это уравнение согласно опытам Хобарта и Пихельмайера $\lambda_{ж}$ и $\lambda_в$ и полагая, что для большинства обмоток $\frac{l_в}{l} \approx 2 - 3$, мы видим, что расчетная удельная магнитная проводимость паза для большинства машин должна колебаться в пределах:

$$\lambda = 4 + (2 - 3)\,0{,}8 = 5{,}6 - 6{,}4 \text{ (по Хобарту)},$$
$$\lambda = 3 + (2 - 3)\,0{,}6 = 4{,}2 - 4{,}8 \text{ (по Пихельмайеру)}.$$

Арнольд и другие авторы дают формулы, которые позволяют рассчитать величину $\lambda$, когда известны размеры паза и конструкция обмотки [1]; часто, однако, бывает достаточным ограничиться применением формул (317,2), (317,3) и опытными данными Хобарта и Пихельмайера, имеющими приближенный характер. Ниже, в гл. XXXVI, приводятся данные для расчета величины $\lambda$ при заданных размерах пазов.

**§ 318. Активное и реактивное сопротивления обмотки в виде беличьего колеса.** В § 314 этой главы были даны формулы для нахождения величин активного сопротивления фазных обмоток ротора. Теперь попытаемся подсчитать величину активного сопротивления беличьей обмотки. Можно доказать [2], что боковые кольца беличьей обмотки оказывают такое влияние, что активное сопротивление одного провода $r_k$ как бы увеличивается на величину

$$\frac{2r_k}{\left(2\sin\frac{\pi}{m_2}\right)^2},$$

где $m_2$ — общее число всех стержней беличьей обмотки и
$r_k$ — активное сопротивление части замыкающего кольца между двумя смежными проводами.

[1] См. Arnold, Wechselstrom-technik, V. 1, проф. К. А. Круг, Асинхронные машины; проф. Б. П. Апаров, Асинхронные машины.
[2] См. Arnold, Induktionsmaschinen.

Таким образом суммарное омическое сопротивление одной фазы двухполюсной беличьей обмотки (соответствующее одному проводу) будет

$$r_2 = r_s + \frac{2r_k}{\left(2\sin\frac{\pi}{m_2}\right)^2}. \tag{318,1}$$

Точно так же можно доказать, что для двухполюсного беличьего ротора реактивное сопротивление одной фазы будет

$$x_2 = x_s + \frac{2x_k}{\left(2\sin\frac{\pi}{m_2}\right)^2}, \tag{318,2}$$

где $x_s$ — реактивное сопротивление одного провода беличьей обмотки и
$x_k$ — реактивное сопротивление части замыкающего кольца между двумя смежными проводами.

В случае двигателя, имеющего $p$ пар полюсов, у нас в сущности в беличьем роторе получится $p$ параллельно соединенных стержней одной фазы.

Поэтому активное и реактивное сопротивления каждой фазы такой обмотки должны быть меньше в отношении $p$ по сравнению с теми данными, которые получаются на основании уравнений (318,1) и (318,2):

$$r_2 = \frac{1}{p}\left[r_s + \frac{2r_k}{\left(2\sin\frac{\pi}{m_2}\right)^2}\right], \tag{318,3}$$

$$x_2 = \frac{1}{p}\left[x_s + \frac{2x_k}{\left(2\sin\frac{\pi}{m_2}\right)^2}\right]. \tag{318,4}$$

Подставляя сюда

$$m_2 = \frac{z_2}{p}\text{[1]},$$

найдем

$$r_2 = \frac{1}{p}\left[r_s + \frac{2r_r}{\left(2\sin\frac{\pi p}{z_2}\right)^2}\right], \tag{318,5}$$

$$x_2 = \frac{1}{p}\left[x_s + \frac{2x_r}{\left(2\sin\frac{\pi p}{z_2}\right)^2}\right]. \tag{318,6}$$

**§ 319. Приведенные значения активного и реактивного сопротивления обмотки ротора в виде беличьего колеса.** Согласно предыдущему имеем

$$r_2' = r_2\frac{m_1(w_1k_1)^2}{m_2(w_2k_2)^2},$$

$$x_2' = x_2\frac{m_1(w_1k_1)^2}{m_2(w_2k_2)^2}.$$

---

[1] $N_2$ — общее число проводов беличьей обмотки.

Подставляя в эти формулы $w_2 = \frac{1}{2}$, $k_2 = 1$ и $m_2 = \frac{N_2}{p}$, найдем

$$r_2' = pr_2 \frac{4m_1 (w_1 k_1)^2}{z_2}, \tag{319,1}$$

$$x_2' = px_2 \frac{4m_1 (w_1 k_1)^2}{z_2}. \tag{319,2}$$

Подставляя сюда уравнения (318,5) и (318,6), получим

$$r_2' = \left[ r_s + \frac{2r_r}{\left(2 \sin \frac{\pi p}{z_2}\right)^2} \right] \frac{4m_1 (w_1 k_1)^2}{z_2}, \tag{319,3}$$

$$x_2' = \left[ x_s + \frac{2x_r}{\left(2 \sin \frac{\pi p}{z_2}\right)^2} \right] \frac{4m_1 (w_1 k_1)^2}{z_2}. \tag{319,4}$$

**§ 320. Другое выражение приведенного реактивного сопротивления беличьей обмотки.** Согласно предыдущему можно написать

$$x_2 = \frac{4\pi f w_2^2}{pq_2} l_i \lambda_2 10^{-8}.$$

Для беличьей обмотки в эту формулу следует подставить

$$w_2 = \frac{1}{2}; \quad q_2 = \frac{1}{2}.$$

Кроме того, имея в виду стандартную частоту в 50 герц, подставим сюда $f = 50$, после чего получим

$$x_2 = \frac{4\pi \cdot 50 \left(\frac{1}{2}\right)^2}{p\left(\frac{1}{2}\right)} l_i \cdot \lambda_2 10^{-8};$$

$$x_2 = \frac{314}{p} l_i \lambda_2 10^{-8}. \tag{320,1}$$

Найдем приведенную к статорной обмотке величину реактивного сопротивления беличьего ротора

$$x_2' = \frac{4m_1 w_1^2}{z_2} px_2;$$

$$x_2' = \frac{4m_1 w_1^2}{z_2} p \left[\frac{314}{p} l_i \lambda_2 10^{-8}\right].$$

Подставив сюда $m_1 = 3$, найдем окончательно

$$x_2' = 3\,770 \frac{w_1^2}{z_2} l_i \lambda_2 10^{-8};$$

$$x_2' = 377 \frac{w_1^2}{z_2} l_i (\lambda_n + \lambda_z + \lambda_s) 10^{-7},$$

или точнее

$$x_2 = 377 \frac{(w_1 k_1)^2}{z_2} l_i (\lambda_n + \lambda_z + \lambda_s) 10^{-7}. \tag{320,2}$$

Полученная формула показывает, что *приведенное реактивное сопротивление беличьего ротора уменьшается при возрастании числа стержней $z_2$ клетки.*

*ГЛАВА XXXVI*

# МАГНИТНЫЕ ПОТОКИ РАССЕЯНИЯ

**§ 321. Потоки рассеяния в разных частях секции** (фиг. 341). В § 317 были сообщены данные, которые позволяют грубо приближенно найти величину удельной величины магнитной проводимости секции $\lambda$.

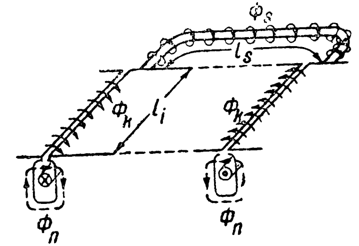
Часто, однако, бывает необходимо несколько более точно подсчитать значение $\lambda$. Этому вопросу подсчета $\lambda$ посвящена настоящая глава.

При прохождении тока по обмоткам статора (или ротора) вокруг проводов каждой секции образуется магнитный поток рассеяния, который можно представить себе состоящим из следующих частей (фиг. 341):

1) поток рассеяния, магнитные линии которого замыкаются поперек паза, $\Phi_n$;

2) поток рассеяния $\Phi_s$, магнитные линии которого замыкаются вокруг лобовых частей обмоток;

3) поток рассеяния $\Phi_k$, магнитные линии которого замыкаются между коронками зубцов статора и ротора.




Фиг. 341. Потоки рассеяния в отдельных частях обмотки.

Величину э. д. с., индуктированных в проводе колебанием этих потоков рассеяния, можно найти, если нам будут известны значения удельных магнитных проводимостей, соответствующих перечисленным выше потокам $\lambda_n$, $\lambda_s$ и $\lambda_k$.

В дальнейшем под термином „удельная магнитная проводимость“ $\lambda$ будем понимать: число силовых магнитных сцеплений, которое получается на протяжении 1 cm длины пучка проводов, в том случае, когда число амперпроводов такого пучка равно единице.

Если у нас имеется в пазу только один провод, как показано на фиг. 341, то в этом случае коэфициент $\lambda$ по своей числовой величине будет равен тому числу магнитных силовых линий, которое образуется вокруг проводника на протяжении 1 cm его длины, когда по этому проводнику течет ток силою в 1 A.

Желая найти величину удельного коэфициента магнитной проводимости $\lambda$, мы разобьем нашу задачу на несколько частей и найдем в отдельности:

1) удельную проводимость паза $\lambda_n$ (см. поток рассеяния $\Phi_n$ на фиг. 341);

2) удельную проводимость, соответствующую магнитному рассеянию между головками зубцов — $\lambda_k$ (см. поток рассеяния $\Phi_k$ на фиг. 341), обычно поток $\Phi_k$ замыкается через противолежащие зубцы ротора (или статора), не показанные на фигуре;

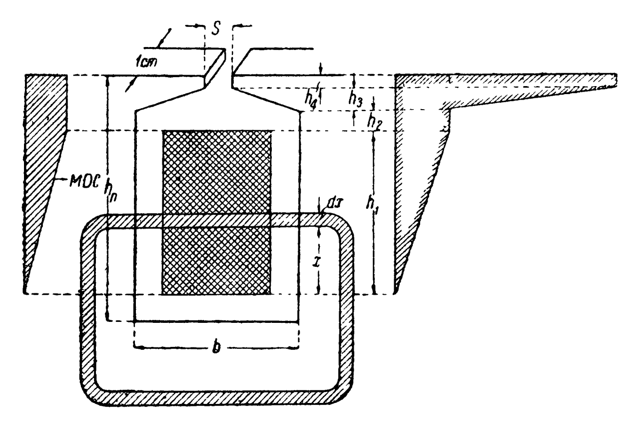
3) удельную проводимость $\lambda_s$, соответствующую магнитному рассеянию торцевых частей обмотки (см. поток рассеяния $\Phi_s$ на фиг. 341).

**§ 322. Магнитная проводимость паза $\lambda_n$.** На фиг. 342 изображен паз с пучком проводов, заложенных в него. Предположим сначала, что длина этого паза равна 1 cm. Попытаемся найти величину магнитной проводимости $\lambda_n$ для этого паза.

Поток, охватывающий пучок проводов, заложенных в паз, и замыкающийся поперек паза, мы можем разложить на две части:

1) часть потока, силовые линии которого охватывают в е с ь п у ч о к проводов и которые замыкаются поперек паза на высоте $h_2 + h_3 + h_4$ (назовем магнитную проводимость этого потока через $\lambda''_n$);

2) часть потока, силовые линии которого не сцеплены со всем пучком проводов и которые замыкаются поперек паза по высоте $h_1$ (назовем магнитную проводимость этого потока через $\lambda'_n$).




Фиг. 342. Поток рассеяния в пазу.

Представим себе силовую трубку, имеющую толщину, равную $dx$ и проведенную на расстоянии $x$ от нижней кромки пучка проводов (фиг. 342). Число проводов, охватываемое этой силовой трубкой, будет

$$s_n \cdot \frac{x}{h_1}, \qquad (1)$$

где $s_n$ — общее число проводов, заложенное в паз.

Если ток в каждом проводе будет равен 1 А, то вышенаписанное выражение будет представлять собой также величину магнитодвижущей силы (измеряемой в „амперпроводах“) в точке, отстоящей от нижней кромки пучка проводов на расстоянии $x$.

Таким образом по мере увеличения расстояния $x$ величина м. д. с. будет возрастать, причем это возрастание будет продолжаться до тех пор, пока будет $x < r$; при $x > r$ величина м. д. с. будет оставаться все время постоянной, как показано на фиг. 342 слева в виде диаграммы.

Найдем величину магнитного потока, соответствующую изображенной на фиг. 342 силовой трубке, на протяжении осевой длины паза, равной 1 cm.

Пренебрегая магнитным сопротивлением в железе, найдем приближенно величину магнитного сопротивления вышеупомянутой силовой трубки:

$$R_x = \frac{b}{0{,}4\pi \cdot dx \cdot 1}.$$

Магнитная проводимость будет равна обратной величине магнитного сопротивления

$$\lambda_n = \frac{1}{R_x} = 0{,}4\pi \frac{dx}{b} \approx 1{,}25 \frac{dx}{b}.$$

Магнитный поток $\varphi_x$, соответствующий этой силовой трубке, будет равен произведению м. д. с., умноженной на магнитную проводимость; таким образом найдем

$$\varphi_x = \left(s_n \frac{x}{h_1}\right) \lambda_x = 1{,}25 \cdot s_n \cdot \frac{x\,dx}{h_1 \cdot b}. \qquad (322{,}1)$$

Число магнитных сцеплений для пучка проводов $s_n \frac{x}{r}$, охватываемого силовой трубкой, будет равно произведению из магнитного потока $\varphi_x$ на число проводов, сцепленных с ним:

$$\left(s_n \frac{x}{h_1}\right) \varphi_x = s_n \frac{x}{h_1} \cdot 1{,}25 \cdot s_n \frac{x\,dx}{h_1 b} = 1{,}25 \frac{x^2}{h_1^2} \cdot \frac{dx}{b}.$$

Общее число магнитных сцеплений найдем, проинтегрировав вышенаписанное выражение по высоте паза в пределах от $x = 0$ до $x = h_1$:

$$\int_0^{h_1} 1{,}25 \frac{x^2}{h_1^2} \frac{dx}{b} = \frac{1{,}25}{h_1^2 b} \int_0^{h_1} x^2 dx = \frac{1{,}25}{h_1^2 b} \cdot \frac{h_1^3}{3} = 1{,}25 \frac{h_1}{3b} = \lambda_n'.$$

Для тех силовых трубок, которые охватывают весь пучок проводов, заложенных в паз, пренебрегая магнитным сопротивлением пути в железе, без труда можно найти следующее выражение:[1]

$$\lambda_n'' = 1{,}25 \left(\frac{h_2}{b} + \frac{2h_3}{s+b} + \frac{h_4}{s}\right).$$

Таким образом суммарная величина магнитной проводимости будет

$$\lambda_n = \lambda_n' + \lambda_n'' = 1{,}25 \left(\frac{h_1}{3b} + \frac{h_2}{b} + \frac{2h_3}{s+b} + \frac{h_4}{s}\right). \qquad (322{,}2)$$

Для открытого паза получается

$$\lambda_n = 1{,}25 \left(\frac{h_1}{3b} + \frac{h_2}{b}\right).$$

Для быстрых и приближенных подсчетов в случае полузакрытых пазов прямоугольного сечения можно пользоваться эмпирической формулой автора, имеющей более простой вид:

$$\lambda_n \approx 0{,}7 \frac{h_1}{b}. \qquad (322{,}3)$$

[1] Arnold, Wechselstromtechnik, V. 1.

Если известны только высота паза $h_n$ и его ширина $b$ (фиг. 342), можно пользоваться другой приближенной эмпирической формулой автора

$$\lambda_n \approx 0{,}6\,\frac{h_n}{b}\,. \tag{322,4}$$

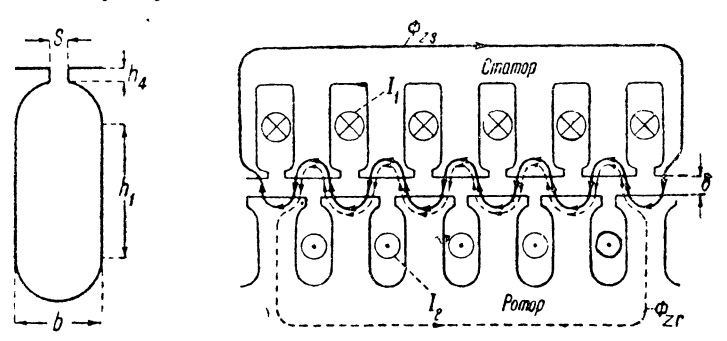
Для пазов овального сечения (фиг. 343):

$$\lambda_n = 1{,}25\left(0{,}62 + \frac{h_4}{s} + \frac{h_1}{3b}\right). \tag{322,5}$$

Для пазов круглого сечения можно найти [1]

$$\lambda_n = 1{,}25\left(0{,}62 + \frac{h_4}{s}\right). \tag{322,6}$$

**§ 323. Удельная магнитная проводимость потока рассеяния между головками зубцов ($\lambda_z$).** Кроме „пазового" потока рассеяния $\Phi_n$, которому соответствует удельная проводимость паза $\lambda_n$ (фиг. 342), необходимо еще иметь в виду поток рассеяния, замыкающийся через головки зубцов, или „зигзагообразный" поток рассеяния, как его иногда называют.




Фиг. 343. Паз овального сечения.

Фиг. 344. „Зигзагообразный" поток рассеяния.

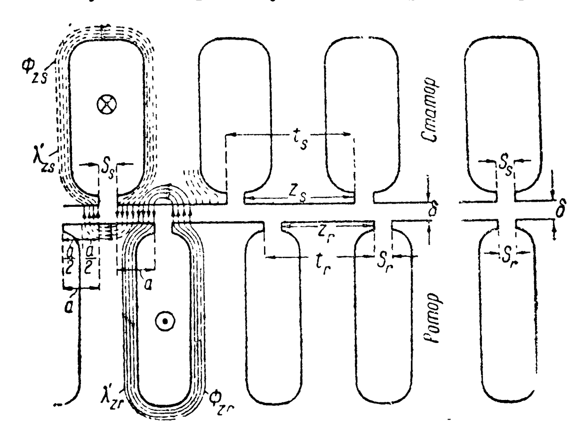
Понятие об этом „зигзагообразном" потоке дает фиг. 344. Для большей наглядности на этой фигуре предположено, что число пазов статора равно числу пазов ротора, чего на самом деле в действительности никогда не бывает, так как равенство $z_1 = z_2$ на практике не допускается во избежание затруднений при пуске двигателя в ход.

При указанном на фиг. 344 расположении зубцов ротора относительно зубцов статора под влиянием тока статора $I_1$ и ротора $I_2$ появятся потоки рассеяния $\Phi_{zs}$ и $\Phi_{zr}$, которые, замыкаясь через зубцы статора и ротора, будут замыкаться по некоторым „зигзагообразным" траекториям, откуда и происходит название этого рода потока рассеяния. Для определения величины такого „зигзагообразного" потока

[1] E. Arnold, Wechselstromtechnik, V. 1.

рассеяния нет надобности рассматривать все пазы, которые в данный момент образуют потоки $\Phi_{zs}$ и $\Phi_{zr}$, но достаточно рассмотреть один только паз, как показано на фиг. 345.

Это положение оправдывается тем, что по мере увеличения числа пазов с проводами, создающими „зигзагообразный" поток рассеяния, соответственным образом увеличивается м. д. с., но одновременно с этим почти во столько же раз увеличивается магнитное сопротивление вследствие увеличения числа воздушных промежутков $\delta$, через которые должен замкнуться поток рассеяния (фиг. 344). Поэтому при нахождении величины $\Phi_{zs}$ и $\Phi_{zr}$ можно рассмотреть только один паз с проводами, как показано на фиг. 345. Потоки рассеяния $\Phi_{sz}$ и $\Phi_{zr}$ колеблются[1] при вращении ротора, падая почти до нуля каждый раз, когда прорез ротора $s_r$ точно стоит против прореза $s_s$ статора.




Фиг. 345. Поток рассеяния между головками зубцов.

На фиг. 345 слева показан зубец ротора, симметрично расположенный против середины прореза $s_s$ паза статора.

Найдем величину потока рассеяния между головками зубцов статора $\Phi_{zs}$ на протяжении одного сантиметра аксиальной длины, замыкающегося через головку зубца ротора

$$\Phi_{zs\,\max} = \text{м. д. с.} \cdot \lambda_{zs\,\max},$$

где $\lambda_{zs\,\max}$ — максимальная удельная магнитная проводимость головок зубцов.

Магнитная проводимость головок зубцов при вращении ротора все время колеблется: она достигает максимального значения $\lambda_{zs\,\max}$, когда зубец ротора находится под серединой прореза паза статора $s_s$ (см. крайний левый зубец на фиг. 345), и делается равной почти нулю, когда прорез паза ротора находится против прореза паза статора, как показано на правом чертеже фиг. 345[2].

Найдем величину $\lambda_{zs\,\max}$ на основании фиг. 345 (левый чертеж):

$$\lambda_{zs\,\max} = \frac{\frac{a}{2} \cdot 1}{2\delta} = \frac{a}{4\delta}. \qquad (323,1)^{3}$$

[1] Эта частота колебаний соответствует частоте зубцовых гармоник.

[2] Это справедливо только в том случае, когда „объем тока" статорного паза равен и противоположен „объему тока" роторного паза.

[3] Это уравнение имеет приближенное значение. Точнее было бы делить отрезок $a$ не на две равные части, как предположено в уравнении (323,1), а на части, пропорциональные $q_1 : q_2$. Однако при этом формулы получились бы значительно сложнее.

Из фиг. 345 видно

$$2a = z_r - s_s = (t_r - s_r) - s_s = t_r - (s_s + s_r);$$

$$a = \frac{t_r - (s_s + s_r)}{2}. \qquad (323,2)$$

Подставляем (323,2) в (323,1)

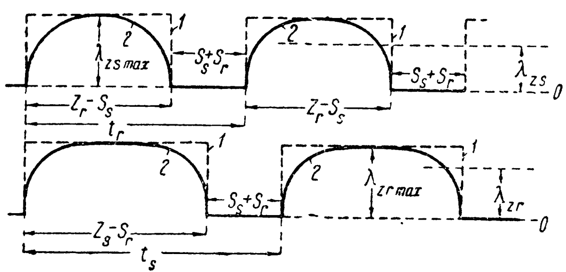
$$\lambda_{zs\,\max} = \frac{a}{4\delta} = \frac{t_r - (s_s + s_r)}{8\delta}. \qquad (323,3)$$

Точно так же найдем

$$\lambda_{zr\,\max} = \frac{t_s - (s_s + s_r)}{8\delta}. \qquad (323,4)$$

Как изменяются $\lambda_{zs}$ и $\lambda_{zr}$ в функции времени?

Обращаясь к фиг. 345, убеждаемся, что $\lambda_{zr}$ и $\lambda_{zs}$ практически делаются равными нулю в течение времени, соответствующего отрезку $s_s + s_r$ (когда прорез паза ротора находится против прореза паза статора).




Фиг. 346. Кривые изменения $\lambda_{zs}$ и $\lambda_{zr}$.

На первый взгляд может показаться, что кривые изменения $\lambda_{zr}$ и $\lambda_{zs}$ могут быть представлены в виде прямоугольников *1-1-1* с высотой $\chi_{zs\,\max}$ и $\lambda_{zr\,\max}$, отстоящих друг относительно друга на расстояниях $s_s + s_r$ (см. пунктир на фиг. 346). Однако при этом необходимо иметь в виду, что при перемещении зубцов ротора величина потоков $\Phi_{zs}$ и $\Phi_{zr}$ будет периодически меняться, а следовательно, $\lambda_{zs}$ и $\lambda_{zr}$ будут также все время изменяться. Поэтому правильнее будет представить себе изменение магнитных проводимостей в виде кривых *2-2-2*, изображенных на фиг. 346 сплошными линиями. Если бы магнитные проводимости в функции времени изображались в виде прямоугольников *1-1-1*, то средние величины можно было бы найти следующим образом:

$$\lambda''_{zs} = \lambda_{zs\,\max}\left(\frac{t_r - (s_s + s_r)}{t_r}\right), \qquad (323,5)$$

$$\lambda''_{zr} = \lambda_{zr\,\max}\left(\frac{t_s - (s_s + s_r)}{t_s}\right). \qquad (323,6)$$

Принимая, однако, во внимание, что значения магнитных проводимостей изменяются по кривым *2-2-2*, найдем более точно средние значения, умножая вышеполученные выражения на $\frac{2}{3}$.

$$\lambda'_{zs} = \frac{2}{3}\lambda_{zs\,\max}\left(\frac{t_r - (s_s + s_r)}{t_r}\right), \qquad (323,7)$$

$$\lambda'_{zr} = \frac{2}{3}\lambda_{zr\,\max}\left(\frac{t_s - (s_s + s_r)}{t_s}\right). \qquad (323,8)$$

Подставляя в выражения (323,7) и (323,8) найденные выше выражения (323,3) и (323,4), найдем

$$\lambda'_{zs} = \frac{[t_r - (s_s + s_r)]^2}{12\delta t_r};$$

$$\lambda'_{zr} = \frac{[t_s - (s_s + s_r)]^2}{12\delta t_s}.$$

Желая получить расчетную величину удельной проводимости, мы должны помножить полученные значения на $0,4\pi = 1,25$, после чего найдем окончательно

$$\lambda_{zs} = \frac{0,4\pi\,[t_r - (s_s + s_r)]^2}{12\delta t_r} \approx \frac{[t_r - (s_s + s_r)]^2}{10\delta t_r}; \qquad (323,9)$$

$$\lambda_{zr} = \frac{0,4\pi\,[t_s - (s_s + s_r)]^2}{12\delta t_r} \approx \frac{[t_s - (s_s + s_r)]^2}{10\delta t_s}. \qquad (323,10)$$

Предполагая приближенно для ориентировочных расчетов $s_s + s_r \approx \frac{1}{4} t_s \approx \frac{1}{4} t_r$ и подставляя в (323,9) и (323,10), найдем

$$\lambda_{zs} \approx \frac{t_r}{18\delta} \,\ldots\ldots \text{ до } \frac{t_r}{20\delta}; \qquad (323,11)$$

$$\lambda_{zr} \approx \frac{t_s}{18\delta} \,\ldots\ldots \text{ до } \frac{t_s}{20\delta}. \qquad (323,12)$$

Для двигателя с открытыми пазами статора можно в формулах (323,9) и (323,10) приближенно подставить $s_s \approx \frac{t_s}{2}$, после чего получится

$$\lambda_{zs} \approx \frac{\left[t_r - \left(\frac{t_s}{2} + s_r\right)\right]^2}{10\delta t_r},$$

или, полагая $s_r \approx 0$, найдем

$$\lambda_{zs} \approx \frac{\left(t_r - \frac{t_s}{2}\right)^2}{10\delta t_r}; \qquad (323,13)$$

$$\lambda_{zr} = \frac{0,4\,\pi \cdot t_s}{48\delta} \approx \frac{t_s}{38\delta}. \qquad (323,14)$$

Сравнение формул (323,13)—(323,14) и (323,9)—(323,10) показывает, как значительно уменьшаются величины $\lambda_{zr}$ и $\lambda_{zs}$ при переходе на открытые пазы в статоре.

Это является (наряду с возможностью применения шаблонных секций) положительной стороной применения открытых пазов в статоре. Отрицательной стороной здесь, однако, является возрастание магнитного сопротивления воздушного зазора, что влечет за собой увеличение намагничивающего тока и понижение коэфициента мощности двигателя.

**§ 324. Удельная магнитная проводимость потока рассеяния лобовых частей обмотки ($\lambda_s$).** Величина потока рассеяния лобовых частей

обмотки $\Phi_s$ зависит от длины лобовых частей $l_s$, от числа проводов, сгруппированных в один пучок, и т. д. (фиг. 341).

В случае приближенных подсчетов можно принять за основание данные Пихельмайера, согласно которому вокруг провода, обтекаемого током в 1 А, на протяжении длины провода, равной 1 cm, образуется в воздухе в среднем 0,7 магнитных линий; таким образом в среднем мы можем принять

$$\lambda_s' \approx 0{,}7.$$

Так как все расчеты, касающиеся величины реактанцев, удобнее относить к длине машины, равной $l_i$, то мы можем произвести пересчет величины $\lambda_s'$ в отношении

$$\lambda_s = \frac{l_s}{l_i} \cdot \lambda_s' = \frac{l_s}{l_i} \cdot 0{,}7. \qquad (324{,}1)^1$$

Принимая в среднем $\frac{l_s}{l_i} \approx 1{,}5$, найдем $\lambda_s = 1{,}5 \cdot \lambda_s' = 1{,}5 \cdot 0{,}7 = 1{,}05$.

Таким образом при расчетах в случае катушечной или стержневой обмотки можно иногда принимать приближенно

$$\lambda_s \approx 1. \qquad (324{,}2)$$

Более точный расчет $\lambda_s$ приводится в следующем параграфе ниже.

**§ 325. Расчет рассеяния торцевых или лобовых частей обмоток.** Сначала рассмотрим фазные обмотки. Потоки рассеяния, создаваемые лобовыми частями таких обмоток, замыкаются в воздушном пространстве, окружающем торцевые части, причем на величину этих потоков оказывает влияние не только тип и конструкция обмоток, но также и близость железных масс.

Ввиду того что пути линий рассеяния вокруг головок обмоток не могут быть точно определены, приходится довольствоваться приближенными расчетными формулами, включающими в себя эмпирические коэфициенты.

Величина удельной магнитной проводимости лобовых частей секции может быть подсчитана по следующей формуле:

$$\lambda_s = \frac{l_s}{l_i} q_s \lambda_в.$$

В этой формуле означают:

$l_s$ — средняя длина лобовых частей одной полусекции;

$q_s$ — число головок, объединенных в одну группу с торца;

$\lambda_в$ — удельная магнитная проводимость потока рассеяния для частей секции, расположенных вне паза (лобовые части обмотки).

Принимая приближенно $\lambda_в \approx 0{,}4\pi \cdot 0{,}4 = 0{,}5$ и $l_s = 1{,}5\tau$, найдем

$$\lambda_s = \frac{1{,}5\tau q_s \cdot 0{,}5}{l_i} \approx 0{,}70 \frac{\tau q_s}{l_i}. \qquad (325{,}1)$$

---

[1] Здесь $l_s$ — средняя длина торцевых соединений.

Для однослойной катушечной двухплоскостной обмотки следует подставить в вышенаписанную формулу $q_s = q$, после чего получим

$$\lambda_s = 0{,}7 \frac{\tau q}{l_i}. \qquad (325{,}2)$$

Для однослойной катушечной обмотки с торцевыми частями, изогнутыми в трех плоскостях (так называемая трехплоскостная или „трехэтажная“ обмотка), следует в формулу (325,1) подставить $q_s = \frac{q}{2}$, после чего получится

$$\lambda_s \approx 0{,}4 \frac{\tau q}{l_i}. \qquad (325{,}3)$$

Для двухслойной („американской“) обмотки можно применить ту же вышенаписанную формулу:

$$\lambda_s = 0{,}4 \frac{\tau q}{l_i}.$$

Фиг. 347. Потоки рассеяния вокруг торцевых колец беличьей клетки.

Теперь обратимся к беличьей обмотке и попытаемся найти удельную магнитную проводимость $\lambda_s'$ потоков рассеяния, замыкающихся вокруг торцевых колец, как показано на фиг. 347.

Найдем приведенную к длине ротора $l_i$ величину удельной магнитной проводимости

$$\lambda_s = \frac{l_s}{l_i} \lambda_s',$$

где $l_s$ — расстояние между двумя смежными стержнями беличьей обмотки.

Находим

$$l_s = \frac{\pi D_r}{z_2},$$

где $D_r$ — диаметр средней окружности замыкающего кольца и

$N_2$ — общее число стержней беличьей обмотки (фиг. 347).

Принимая приближенно величину $\lambda_s' \approx 0{,}8$, найдем

$$\lambda_s = \frac{2\pi D_r}{z_2 l_i} 0{,}8;$$

$$\lambda_s = 2{,}5 \frac{D_r}{z_2 l_i}. \qquad (325{,}4)$$

**§ 326. Суммарная удельная проводимость ($\lambda$).** Зная величину магнитной проводимости всех перечисленных выше потоков рассеяния,

можно найти суммарную величину удельной проводимости для катушечной или стержневой обмотки:

$$\lambda = \lambda_n + \lambda_z + \frac{l_s}{l_i}\lambda_s. \qquad (326,1)$$

Подставив найденные на основании формулы (326,2) этого параграфа значения удельной магнитной проводимости $\lambda$ в формулы (316,4) и (316,5) можем найти величину реактанцев $x_1$ и $x_2$.

**§ 327. Влияние укорочения шага в двухслойных (американских) обмотках на величину $\lambda$.** Если двухслойная обмотка имеет сокращение шага, это отзывается на величине удельной магнитной проводимости $\lambda$ в сторону ее уменьшения.

Это обстоятельство вызвано тем, что при таких обмотках с укороченным шагом в некоторых пазах в верхнем и нижнем слоях обмотки будут лежать провода не одной и той же фазы, а провода смежных фаз.

Это влияние приближенно можно учесть путем помножения величины $\lambda$ на некоторый коэфициент, меньший единицы и равный:

$$k_n = \frac{3\beta + 1}{4} \quad (\text{если } 1 \geqslant \beta \geqslant {}^2/_3).$$

В этой формуле $\beta$—есть шаг, выраженный в долях полюсного деления: $\beta = \frac{y}{\tau}$. Таким образом для получения величины удельной проводимости для двухслойной обмотки с укороченным шагом следует помножить найденную величину $\lambda_n$ на вышеупомянутый коэфициент:

$$\lambda' = \lambda_n \cdot k_n.$$

В этом случае формулы для расчета суммарной величины магнитной проводимости для статора $\lambda_1$ и для ротора $\lambda_2$ будут иметь следующий вид:

$$\lambda_1 = k_{n1} \cdot 0{,}6\,\frac{h_{ns}}{b_{ns}} + \frac{t_r}{18\delta} + 0{,}4\,\frac{\tau q_1}{l_i} \qquad (327,1)$$

$$\lambda_2 = k_{n2} \cdot 0{,}6\,\frac{h_{nr}}{b_{nr}} + \frac{t_s}{18\delta} + 0{,}4\,\frac{\tau q_2}{l_i}, \qquad (327,2)$$

где индекс $s$ и 1 относится к величинам статора и индекс $r$ и 2 — к величинам ротора.

**§ 328. Приведенный реактанц обмотки ротора в виде беличьего колеса.** Выше была приведена формула (319,4) для подсчета приведенного реактанца $x_2'$ беличьей обмотки в следующем виде:

$$x_2' = \left[x_s + \frac{2x_r}{\left(2\sin\frac{\pi p}{z_2}\right)^2}\right]\frac{4m_1(w_1k_1)^2}{z_2}.$$

Реактанц одного провода $x_s$ мы можем выразить следующим образом:

$$x_s = [\lambda_n \cdot l_i]^2\, 2\pi f_1, \qquad (328,1)$$

где $\lambda_n$ — удельная магнитная проводимость паза и

$l_i$ — идеальная длина ротора.

Реактанц $x_r$ (части замыкающего кольца между двумя смежными проводами) может быть выражен следующим образом:

$$x_r = [\lambda_s \cdot l_r]\, 2\pi f_1, \qquad (328,2)$$

где $l_r$ — длина дуги замыкающего кольца между двумя смежными проводами ротора и

$\lambda_s$ — удельная магнитная проводимость, характеризующая величину потока рассеяния вокруг торцевых замыкающих колец ротора.

Подставляя (328,1) и (328,2) в формулу (319,4), найдем

$$x_2' = 2\pi f_1 \left[ \lambda_n \cdot l_i + \frac{2\lambda_s \cdot l_r}{\left(2 \sin \frac{\pi p}{z_2}\right)^2} \right] \frac{4m_1 (w_1 k_1)^2}{z_2},$$

или

$$x_2' = 2\pi f_1 \left[ \lambda_n + \frac{2\lambda_s \frac{l_r}{l_i}}{\left(2 \sin \frac{\pi p}{z_2}\right)^2} \right] l_i \frac{4m_1 (w_1 k_1)^2}{z_2}.$$

В среднем мы можем положить

$$\frac{l_r}{l_i} \approx \frac{1}{7};$$

поэтому

$$x_2' = 2\pi f_1 \left[ \lambda_n + \frac{2 \cdot \lambda_s \cdot \frac{1}{7}}{\left(2 \sin \frac{\pi p}{z_2}\right)^2} \right] l_i \frac{4m_1 (w_1 k_1)^2}{z_2},$$

или

$$x_2' \approx 2\pi f_1 \left[ \lambda_n + \frac{0{,}3\lambda_s}{\left(2 \sin \frac{\pi p}{z_2}\right)^2} \right] l_i \frac{4m_1 (w_1 k_1)^2}{z_2}. \qquad (328,3)$$

Подставляя в вышенаписанную формулу $\lambda_s = 0{,}7$ и округляя, получим

$$x_2' = 2\pi f_1 \left[ \lambda_n + \frac{0{,}2}{\left(2 \sin \frac{\pi p}{z_2}\right)^2} \right] l_i \frac{4m_1 (w_1 k_1)^2}{z_2}. \qquad (328,4)$$

Примечание 1. Некоторые авторы (Richter, Livschiz и др.) при определении значений удельных проводимостей не умножают их на коэфициент $0{,}4\,\pi$, относя последний к общему выражению реактивного сопротивления, отчего, понятно, конечный результат подсчета $x_1$ и $x_2$ не изменяется.

Выражение для реактивного сопротивления фазы статора и ротора при таких условиях получится в следующем виде:

$$x_1 = \frac{4\pi f_1 w_1^2}{p q_1 10^8} (0{,}4\,\pi \lambda_1)\, l_i;$$

$$x_1 = \frac{1{,}58 f_1 w_1^2}{p q_1 10^7} \lambda_1 l_i; \qquad (328,5)$$

$$x_2 = \frac{1{,}58 f_1 w_1^2}{p q_1 10^7} \lambda_2 l_i. \qquad (328,6)$$

Как уже сказано, применяя формулы (328,5) и (328,6), выражения, найденные для $\lambda_n$, $\lambda_z$ и $\lambda_s$, не следует их умножать на $0{,}4\pi \approx 1{,}25$.

Таким образом значения удельных магнитных проводимостей $\lambda_n$, $\lambda_z$, $\lambda_s$, подсчитанные для формулы (328,5) и (328,6), будут отличаться от найденных нами выше и будут меньше их в отношении $0{,}4\pi \approx 1{,}25$:

$$\lambda_s = 0{,}56\frac{\tau q}{l_s} \text{ (двухплоскостная обмотка);}$$

$$\lambda_s = 0{,}32\frac{\tau q}{l_i} \text{ (трехплоскостная обмотка);}$$

$$\lambda_n = 0{,}48\frac{h_n}{b_n};$$

$$\lambda_z = \frac{t_r}{20\delta}.$$

Примечание 2. Кривые м. д. с. статора $AW_1$ и ротора $AW_2$ имеют не синусоидальную, а ступенчатую форму.

Если $q_1 \neq q_2$, как это бывает обычно, то кривые $AW_1$ и $AW_2$ по форме не совпадают. Если предположить, что кривые $AW_1$ и $AW_2$ имеют равные амплитуды и смещены по фазе на 180° и если вычесть ординаты одной кривой из соответствующих ординат второй кривой, то мы в результате не получим полной компенсации (как это было при синусоидальном распределении кривых).

В результате вычитания мы получим „разностное" или диференциальное" магнитное поле, по своему распределению совершенно не похожее на синусоиду.

Это диференциальное поле обусловлено существованием в кривых м. д. с. статора и ротора высших „пространственных" гармоник. Этот „разностный" поток сцепляется как с витками статорной, так и роторной обмоток. Поэтому этот поток некоторые авторы называют потоком рассеяния двойного сцепления.

Величина этого потока рассеяния при вращении ротора и, следовательно, при перемещении его зубцов относительно зубцов статора все время меняется. Это диференциальное поле уменьшается с возрастанием $q_1$ и $q_2$[1]. Это поле учитывается при расчете $\lambda_{zs}$ и $\lambda_{zr}$ по формулам (323,9 и 323,10).

## ГЛАВА XXXVII

## КОНСТРУКЦИЯ АСИНХРОННЫХ МАШИН

**§ 329. Общий вид.** Статор и ротор асинхронного двигателя набираются обычно из железных листов, проклеенных для изоляции бумагой или покрытых для этой цели изолирующим лаком (фиг. 348).

Толщина железных листов статора обычно бывает $\Delta = 0{,}5$ mm или (реже) $\Delta = 0{,}35$ mm. Толщина железных листов ротора может быть несколько больше (1 mm и выше).

Концевые листы делаются обычно большей толщины ($\Delta = 1$—$2$ mm) для придания большей жесткости всей системе.

Часто в статоре (равно как и в роторе) устраивают вентиляционные каналы для улучшения охлаждения; эти каналы могут иметь радиальное или аксиальное направление.

---

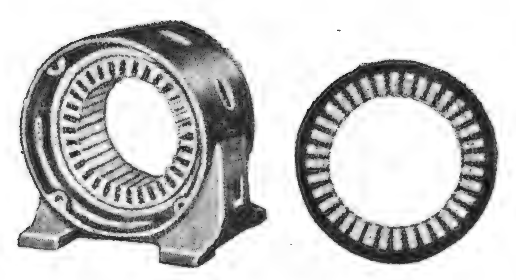
[1] См. СЭТ, т. VI.

В последнее время появился новый тип совершенно закрытых моторов с принудительным охлаждением внешней поверхности кожуха.

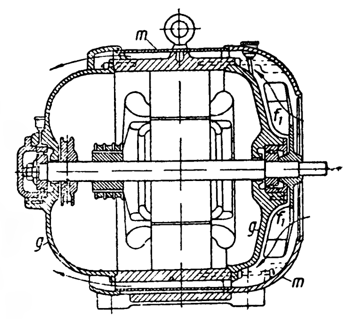
На фиг. 349 показан один из таких двигателей.

Как видно из этой фигуры, станина $G$ этого двигателя окружена кожухом или, лучше сказать, чехлом $m$, выполненным из толстого листового железа.

При помощи вентилятора $f_1$ воздух прогоняется в аксиальном направлении



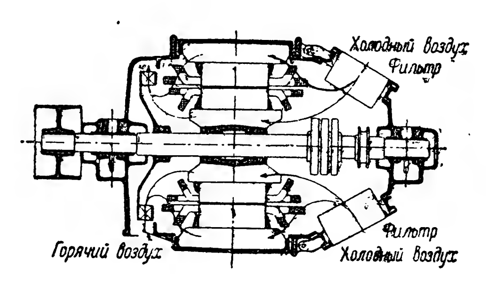
Фиг. 348. Железные листы статора.



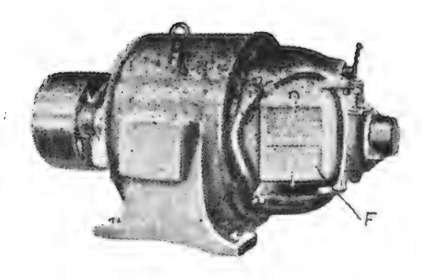

Фиг. 349. Закрытый мотор с охлаждающей рубашкой.

(показанном на фиг. 349 стрелками) и производит энергичное охлаждение внешней поверхности статора.

Для горных промыслов, литейных и вообще в установках, где возможно выделение пыли, иногда применяются двигатели с воздушными фильтрами. Один из таких двигателей в схематическом виде показан на фиг. 350.




Фиг. 350. Двигатель с воздушными фильтрами.



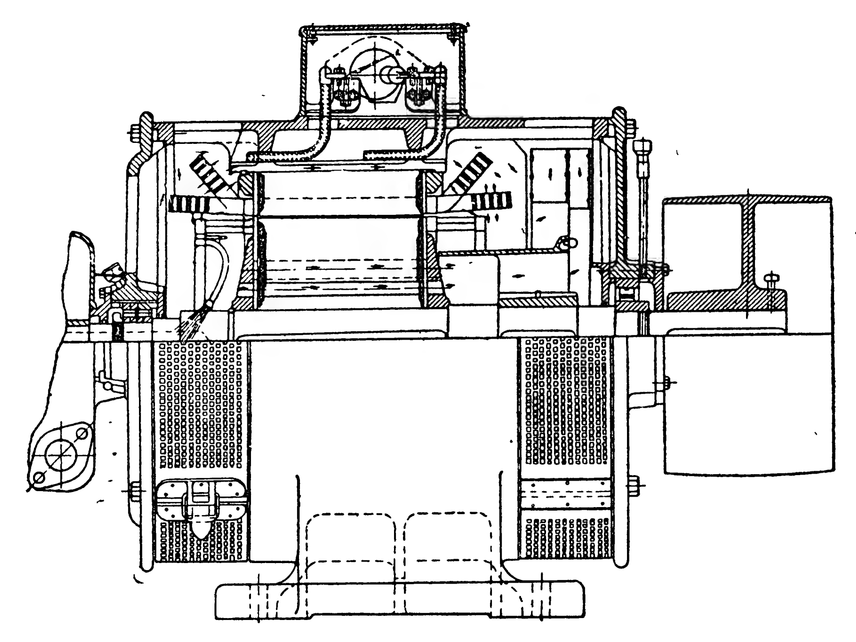

Фиг. 351. Внешний вид двигателя с воздушным фильтром.

Как видно из фиг. 350, охлаждающий воздух здесь всасывается при помощи вентилятора; проходя мимо нагретых частей машины, воздух охлаждает их и затем выбрасывается наружу при помощи вентилятора. Во избежание загрязнения частей мотора охлаждающий воздух предварительно очищается при помощи фильтра, изображенного на фиг. 350—351 справа.

На фиг. 352 изображен двигатель, имеющий двойной вентилятор в роторе; один из этих вентиляторов, как видно из фиг. 352, просасывает воздух через аксиальные каналы в роторе, а другой вентилятор

просасывает воздух через воздушный зазор и омывает воздухом внешнюю цилиндрическую поверхность железа статора.

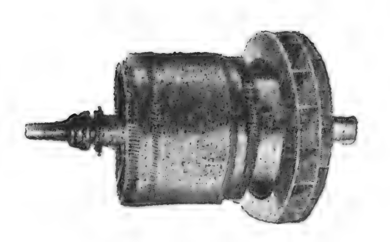
**§ 330. Конструкция ротора.** Ротор обычно набирается из железных листов с проштампованными пазами. Роторы двигателей средней



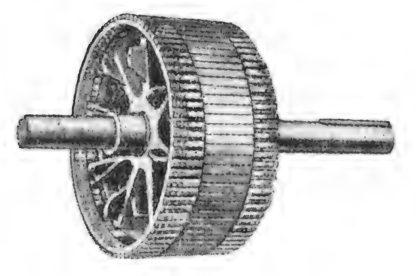
Фиг. 352. Двигатель с двойным вентилятором (фиг. 352).

и большой мощности обычно имеют вентиляционные каналы, направленные в аксиальном или радиальном направлении (фиг. 352 и 353).

Поверхность железных листов, из которых набирается ротор, обыкновенно проклеивается тонкой бумагой



Фиг. 353. Внешний вид ротора с двойным вентилятором.



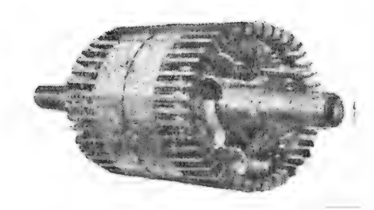
Фиг. 354. Ротор с обмоткой в виде беличьего колеса. Стержни привернуты к замыкающим кольцам шурупами.

или покрывается слоем лака для уменьшения токов Фуко; последние, впрочем, не играют в роторе такой вредной роли, как в статоре, образуя от взаимодействия с вращающимся потоком полезный крутящий момент.

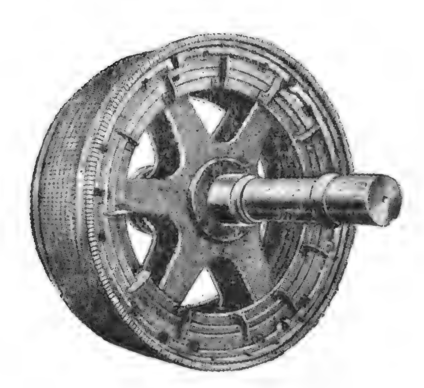
При беличьей обмотке рабочие стержни обычно для получения лучшего контакта пропаиваются в местах соединения стержней с замыкающими кольцами (фиг. 50) и иногда привертываются шурупами (фиг. 354).

Вентиляционные лопасти для охлаждения ротора часто привертываются к торцевым медным кольцам самой беличьей обмотки, как показано на фиг. 355.

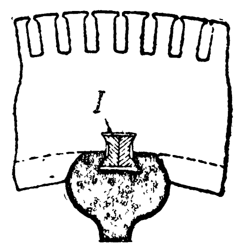
На фиг. 356 показана фотография ротора асинхронного двигателя большой мощности с фазовой обмоткой; на этой фигуре видны вентиляционные лопасти для охлаждения.



Фиг. 355. Ротор с вентиляционными лопастями, привернутыми к торцевым кольцам.

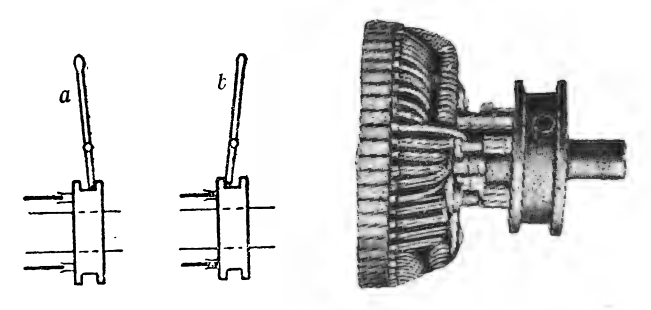


Фиг. 356. Общий вид ротора двигателя большой мощности с фазовой обмоткой.




Фиг. 357. Укрепление железа ротора большой мощности.

На фиг. 357 показан метод укрепления железа ротора большой мощности; как видно из этой фигуры, железные листы ротора закрепляются при помощи двойных клиньев в виде „ласточкина хвоста".




Фиг. 358. Замыкание контактных колец ротора на корпус.

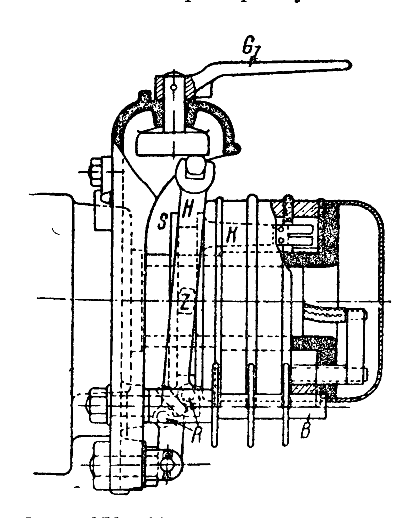
**§ 331. Приспособление для короткого замыкания** (фиг. 358, 359). В больших двигателях после замыкания на короткое пускового реостата обычно замыкают самую обмотку ротора на короткое; это корот-

кое замыкание обычно происходит не через посредство щеток, расположенных на контактных кольцах, но непосредственно внутри ротора при помощи особого приспособления.

Идею этого приспособления дает фиг. 358, на которой изображены контакты обмотки ротора в разомкнутом (чертеж *a*) и замкнутом положении (чертеж *b*).

Для уменьшения износа щеток и потерь на трение по большей части в приспособлении для короткого замыкания предусмотрена возможность п о д ъ е м а щ е т о к по окончании пуска в ход (после того как обмотка ротора будет замкнута на короткое).

Различными заводами было разработано большое количество разных систем для короткого замыкания фазного ротора с кольцами. Здесь мы приводим в качестве примера только одну схему завода Сименс-Шуккерт (фиг. 359).



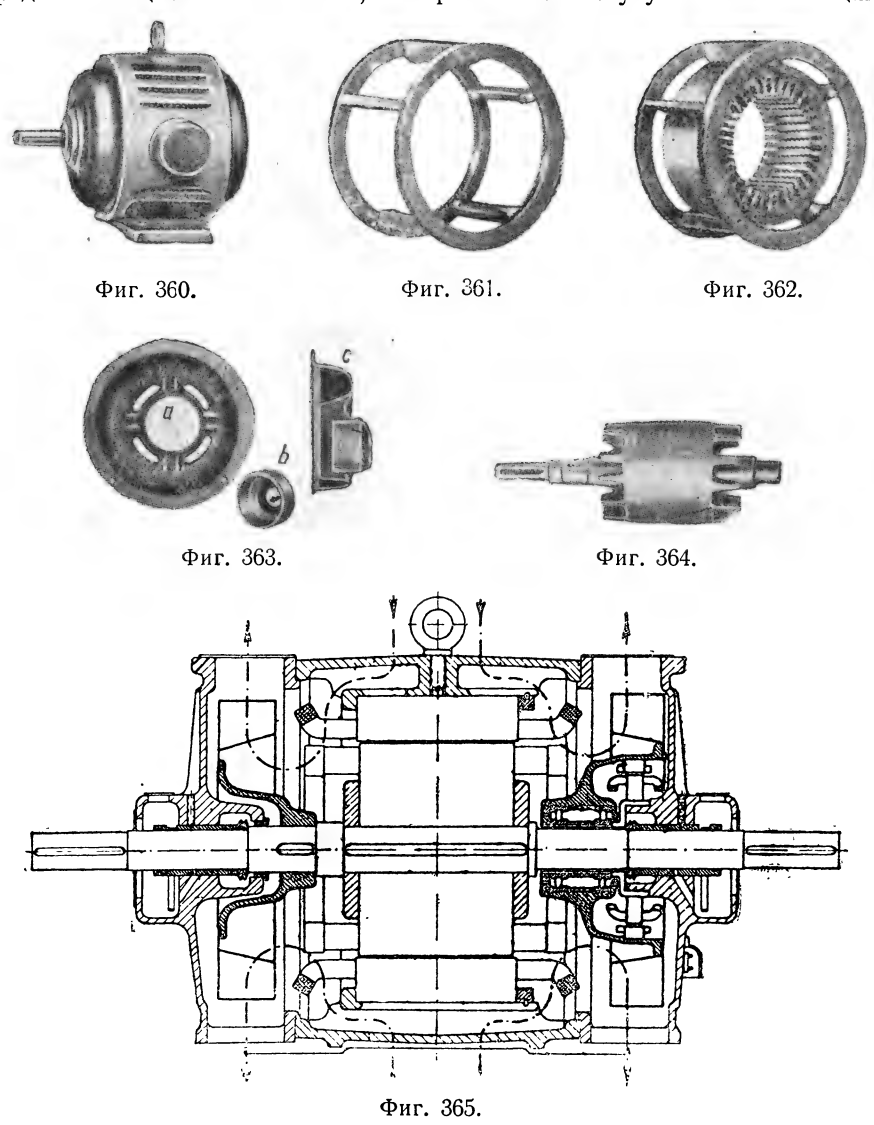
Фиг. 359. Конструкция замыкателя накороткое.

Как видно из этой фигуры, по окончании пуска в ход и при повороте рукоятки *G* верхний конец рычага *H* перемещается вправо; так как вилка *H* при помощи двух цапф *Z*, входящих в паз кольца *S*, при этом передвигает это кольцо *S* вправо, то замыкающие „ножи", сидящие на стержнях *K*, тоже перемещаются вправо и замыкают обмотку ротора на короткое. Одновременно с этим производится также п о д ъ е м щ е т о к; как видно из фиг. 359, на щеточном стержне *B* сидит „зуб", расположенный между двумя небольшими роликами *R* — *R*; при вращении рычага *H* вправо ролики *R* — *R* заставляют через посредство вышеупомянутого „зуба" повернуться щеточный болт *B* на некоторый угол около своей оси, что в свою очередь вызывает подъем щеток на контактных кольцах.

**§ 332. Асинхронный двигатель сварной конструкции.** В настоящее время существует определенная тенденция отказа во многих случаях от прежних типов станин из литого железа или чугуна и перехода на сварные конструкции, при которых получаются значительное уменьшение веса, повышение точности сборки и уменьшение процента брака при фабрикации. На фиг. 360—363 показан один из таких двигателей сварной конструкции. Как видно из фиг. 361, станина здесь имеет весьма простую форму и состоит из двух железных колец с приваренными к ним поперечинами. В такую станину впрессовывается железо статора, как показано на фиг. 362. Подшипниковая крышка выполняется из штампованного железа (фиг. 363). Ротор имеет литую алюминиевую беличью обмотку (фиг. 364).

Благодаря этому в роторе исключается возможность дефектов, часто встречающихся при медной обмотке и заключающихся в скверной про-

пайке медных стержней с короткозамыкающими кольцами. Как видно из фиг. 364, алюминиевая обмотка ротора при отливке получает с боков ряд вентиляционных лопастей, которые не только улучшают вентиляцию




Фиг. 360. Фиг. 361. Фиг. 362.

Фиг. 363. Фиг. 364.

Фиг. 365.

машины, но также в известной мере увеличивают рассеивание тепла ротора в окружающую среду посредством лучеиспускания[1].

**§ 333. Двигатель с независимой вентиляцией.** На фиг. 365 показан двигатель, характеризующийся весьма своеобразной системой охлаждения.

---

[1] См. „AEG — Mitteilungen“ № 3, 1931.

Как видно из фиг. 365, двигатель снабжен двумя вентиляторами, из которых левый сидит на валу ротора, а правый приводится во вращение миниатюрным вспомогательным двигателем; вследствие этого при остановке главного двигателя благодаря продолжающему вращаться правому вентилятору происходит весьма интенсивное охлаждение обмоток двигателя. Двигатели такой конструкции являются весьма пригодными для обслуживания подъемников[1].

**§ 334. Двигатель для центрифуги.** На фиг. 366 изображен вертикальный двигатель, применяемый на фабриках искусственного шелка.

Как видно из фиг. 366, ротор двигателя сидит на полом валу, который вращается в шариковых подшипниках.

Крутящий момент ротора передается через спиральную пружину *d* шпинделю *b*; наверху последнего сидит цилиндрический сосуд *e*, где во время технологического процесса образования искусственного шелка располагаются мотки последнего.

Число оборотов шпинделя в минуту колеблется около 5 800 при питании двигателя током в 100 Hz.

Напряжение на зажимах статорной обмотки (трехфазной) 60 V, потребляемая мощность 60 W[2].

**§ 335. Новый тип двигателя для работы под водой[3].** На фиг. 367 показан новый тип трехфазного двигателя, представляющего собой соединение в одно целое трансформатора (верхняя часть) и собственно двигателя (нижняя часть).

Напряжение из сети здесь подводится к неподвижной трехфазной обмотке *1*, заложенной в пазы неподвижного ротора *6*.

Вращающееся магнитное поле, создаваемое обмоткой *1*, наводит многофазные токи в неподвижной беличьей обмотке *2*.

Провода этой беличьей обмотки протянуты вниз и, будучи расположены в пазах железа статора *4*, образуют там первичную обмотку; вторичной обмоткой по отношению к статору *4* является беличья клетка ротора *5*.

Таким образом этот своеобразный двигатель имеет статор *4* и ротор *5* выполненными в виде беличьих клеток.

Двигатель (нижняя часть) от трансформатора (верхняя часть) отделен водонепроницаемой перегородкой *7*.

Трехфазный ток к обмотке *1* подводится от сети посредством проводов *10*.

Действие этого расположения заключается в следующем.

Вращающееся магнитное поле, создаваемое трехфазной обмоткой *1*, наводит в беличьей клетке *2* многофазный ток. Последний создает вращающееся поле в статоре *4*, в результате чего приходит во вращение ротор *5*.

Ввиду того что и статор *4* и ротор *5* имеют обмотки в виде беличьего колеса, попадание влаги в двигатель не может повлечь за собой порчи обмоток.

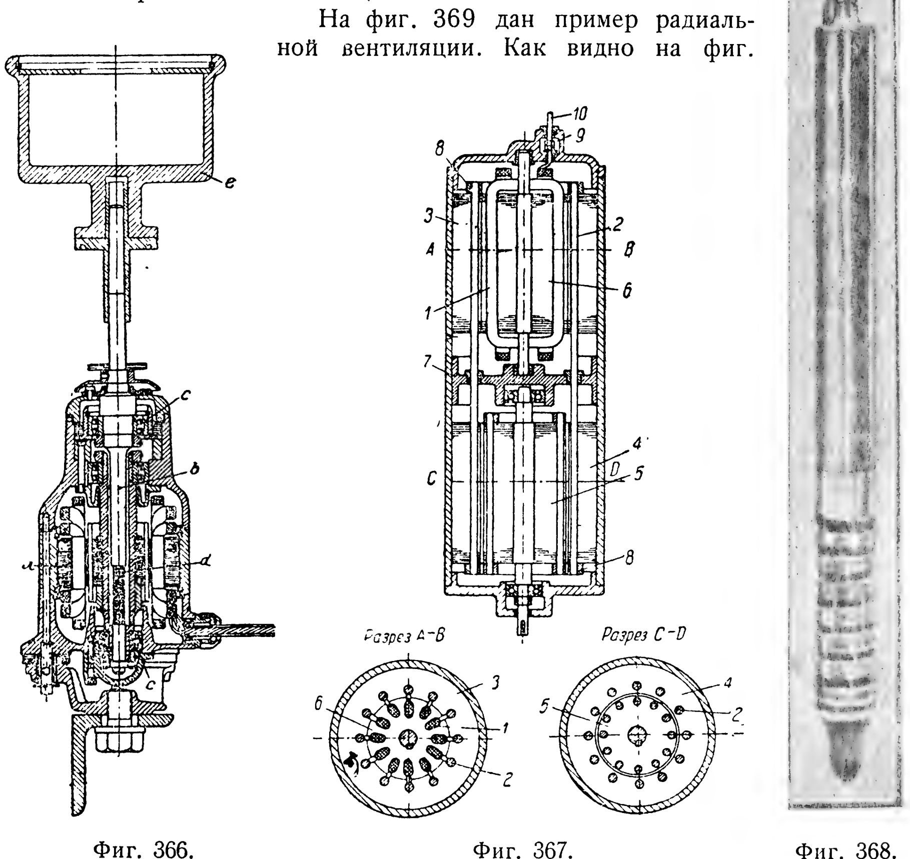
---

[1] „ETZ“ № 9, 1932.
[2] „Электричество“ № 2, 1931, статья Б. П. Апарова.
[3] „E. u. M.“ № 34, 1931.

Неподвижная часть машины (верхняя) путем надежных уплотнений может быть совершенно защищена от влаги. На фиг. 368 показан такой двигатель на 7 *л. с.*

**§ 336. Системы вентиляции.** Из приведенных выше конструктивных примеров видно, что все известные в настоящее время системы вентиляции могут быть сведены к двум основным типам: радиальной и аксиальной, или протяжной. Кроме того, мыслимы различные другие модификации, представляющие собой соединение в одно целое двух вышеуказанных принципов радиальной и протяжной вентиляции.

На фиг. 369 дан пример радиальной вентиляции. Как видно на фиг.




Фиг. 366. Фиг. 367. Фиг. 368.

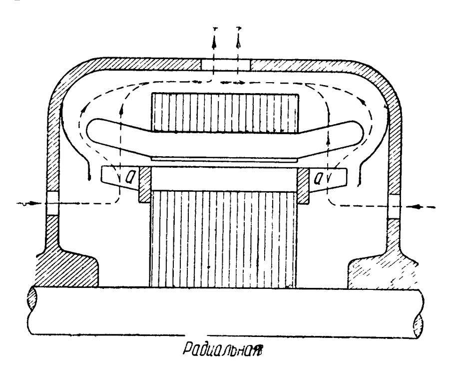
369, воздух, приводимый во вращательное движение вентиляторными лопатками *a* — *a*, выполненными в виде приливов алюминиевой или медной короткозамкнутой обмотки ротора, вследствие центробежной силы устремляется вверх, омывая обмотку и железо статора (см. стрелки на фиг. 369).

На фиг. 370 дан пример протяжной вентиляции; здесь вентилятор просасывает воздух в аксиальном направлении, причем образуются две

струи воздуха: одна, омывающая аксиальные вентиляционные каналы железа ротора, и другая — обмотку и железо статора.

Примеры протяжной вентиляции даны на фиг. 370.

На фиг. 371 дан пример радиальной естественной вентиляции (без специального вентилятора). Здесь частицы воздуха, увлекаемые вращающимся ротором, получают центробежное ускорение и омывают



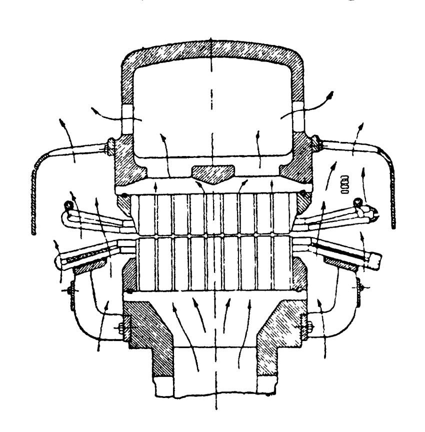

Фиг. 369. Радиальная система вентиляции.

Фиг. 370. Протяжная вентиляция.

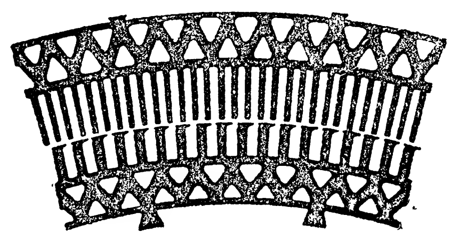
колеса железа и обмотки, как показано стрелками на фигуре. Такие конструкции без вентилятора в настоящее время применяются редко.

На фиг. 372 дан разрез железа статора и ротора одного весьма мощного двигателя (установленного на американском броненосце „Таннеси“ и приводящего во вращение пароходный винт).

Обращает на себя внимание большое число отверстий треугольной формы в железе статора и ротора; через эти отверстия в аксиальном направлении прогоняются вентилятором струи охлаждающего воздуха.



Фиг. 371. Пути движения воздушной струи при радиальной вентиляции.



Фиг. 372. Железо статора и ротора мощного двигателя.

На фиг. 373 показана установка асинхронного двигателя для прокатного стана с форсированной вентиляцией, осуществляемой специальным вентилятором, установленным отдельно.

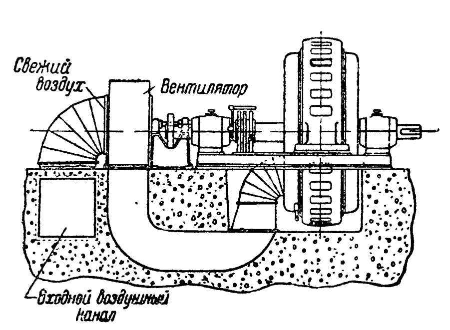
**§ 337. Ротор с увеличенным активным сопротивлением.** Крутящий начальный момент короткозамкнутого двигателя можно повысить,

выполняя беличью обмотку достаточно большого омического сопротивления.

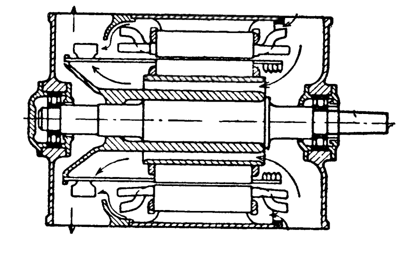
Обусловленное этим увеличением скольжение и понижение к. п. д. во многих случаях имеет второстепенное значение (например, крановые установки).

Весьма трудной задачей при этом является отведение того джоулева тепла, которое развивается в роторе.

На фиг. 374 дан один из методов решения этой задачи[1]. Как видно из фиг. 374, добавочным сопротивлением здесь является левая часть беличьей обмотки, провода которой слева имеют удлиненные размеры. Слева на роторе расположены вентилирующие лопасти, которые протягивают через себя нагретый ротором воздух таким образом, что последний минует обмотку статора, предохраняя последнюю от нагрева. При таких условиях левое короткозамкнутое кольцо и прилегающие к нему провода ротора могут нагреваться до темнокрасного каления, не принося вреда ротору.




Фиг. 373. Установка двигателя с форсированной вентиляцией.



Фиг. 374. Ротор с увеличенным активным сопротивлением.

**§ 338. Асинхронные двигатели производства советских заводов.** Короткозамкнутые асинхронные двигатели (с ротором в виде беличьего колеса) за последние годы всюду получили весьма большое распространение. Так, например, в Англии 75% всех выпускаемых заводами двигателей от 5 до 100 *л. с.* являются короткозамкнутыми. У нас в СССР распространение короткозамкнутых двигателей из года в год также сильно возрастает.

Одним из основных преимуществ короткозамкнутых двигателей являются их дешевизна и надежность работы.

В среднем короткозамкнутый двигатель при его мощности в 5 kW получается дешевле двигателя с фазным ротором примерно на 30%.

При мощности в 100 kW эта разница в стоимости получается порядка 15% в пользу короткозамкнутого двигателя.

В настоящее время у нас в Союзе следующие заводы строят асинхронные двигатели.

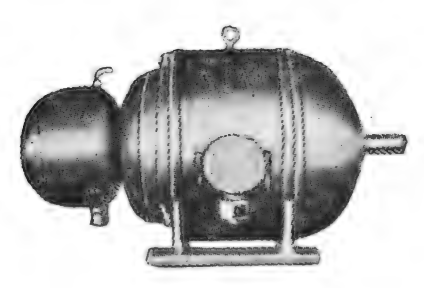
Харьковский электромашиностроительный завод (ХЭМЗ) строит асинхронные двигатели, известные в промышленности как тип Т. Двигатели

---

[1] Hoseason, „Journal of Institute of Electrical Engineering", London, V. 66, p. 410.

этого завода изготовляются открытого типа с контактными кольцами или с короткозамкнутым ротором.

С 1931 г. завод „Электросила" выпускает также асинхронные двигатели типа УТ (фиг. 375). Эти двигатели совершенно закрытого типа с принудительной циркуляцией внутреннего воздуха и наружным охлаждением.

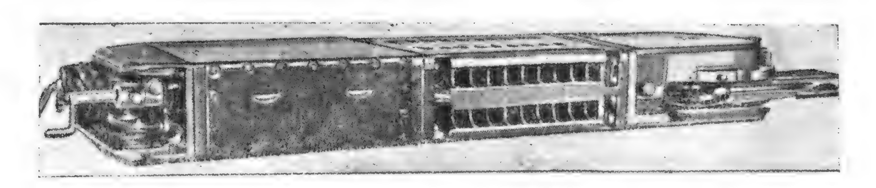


Фиг. 375. Асинхронный двигатель типа УТ завода „Электросила".

Эта новая конструкция характеризуется значительно лучшим использованием материала, в результате чего удалось понизить вес этих двигателей по сравнению со старыми типами на 30—40—50%.

С 1930 г. Харьковский завод освоил производство и начал выпускать двигатели на 22,5 kW для врубовых машин тяжелого типа.

Эти двигатели предназначены для работы в тяжелых условиях в угольных шахтах Донбасса и потому выполняются совершенно закрытого типа.



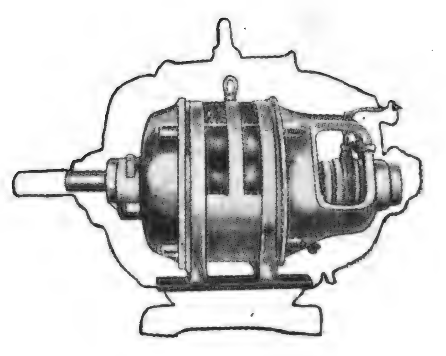
Фиг. 376. Двигатель врубовой машины на 22,5 kW Харьковского электромеханического завода.

Условия работы под землей заставляют сокращать размеры диаметра ротора этих машин до минимальных размеров; при этом достаточная мощность машины получается за счет удлинения ротора.

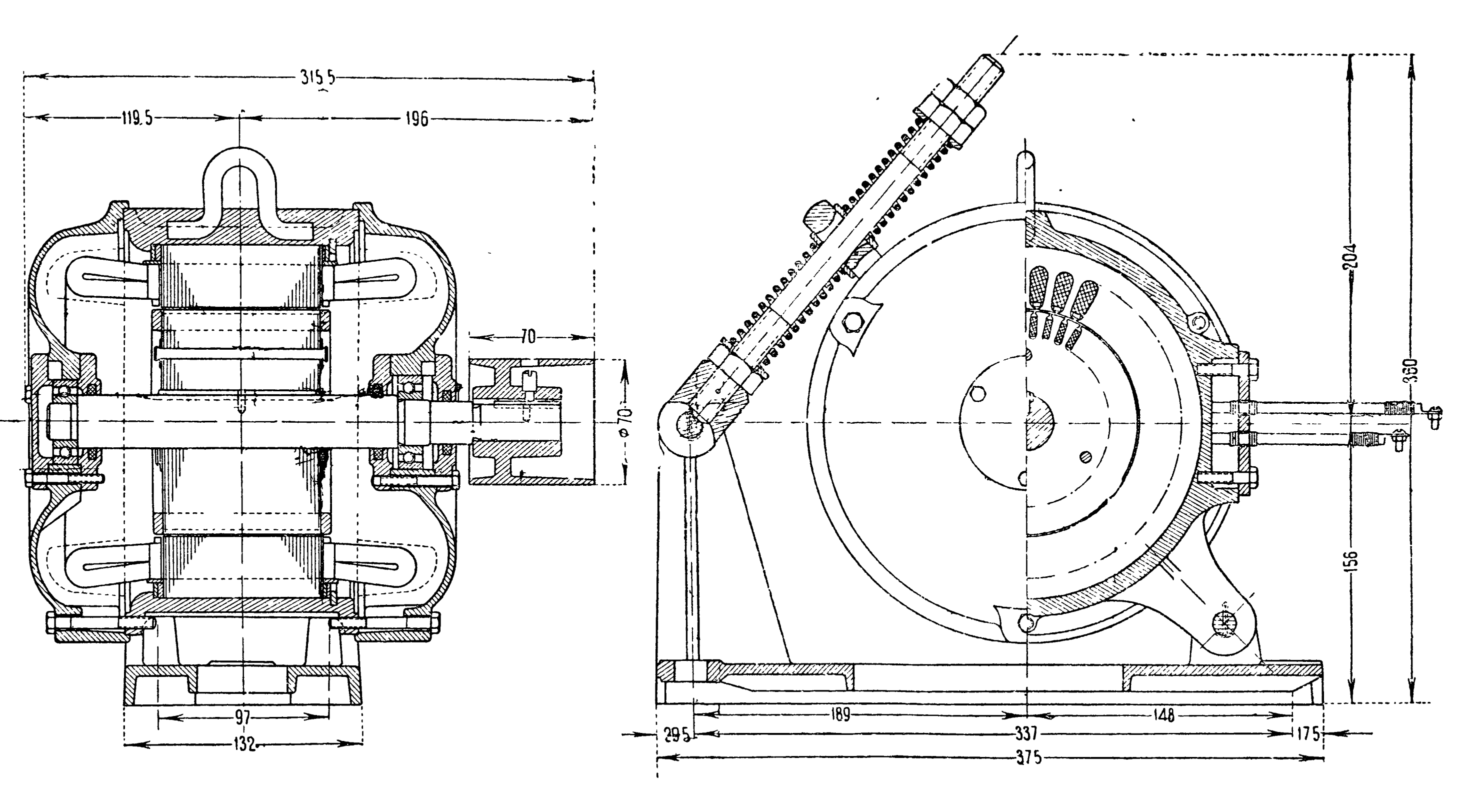
На фиг. 376 дана фотография такой врубовой машины, причем средняя часть (с ребрами) является **кожухом** асинхронного двигателя.

ТАБЛИЦА 38

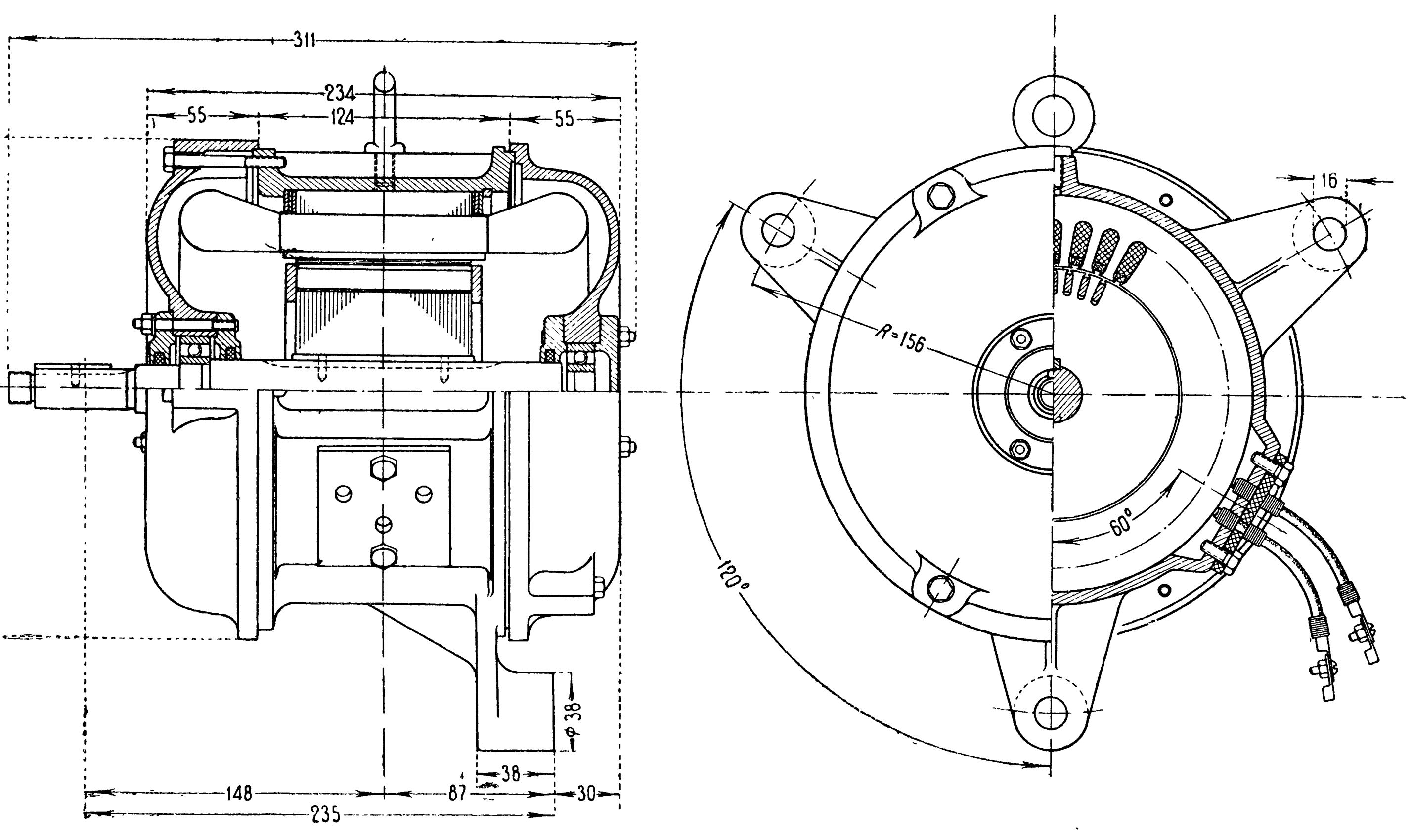
| Мощность в kW | Вес двиг. на 1 500 об/мин (без шкива) | | Облегчение И против А в % |
|---|---|---|---|
| | тип А | тип И | |
| 0,25 | 26 kg | 13 kg | 50 |
| 0,52 | 32 „ | 17 „ | 47 |
| 1,00 | 44 „ | 26 „ | 41 |
| 1,75 | 52 „ | 36 „ | 31 |
| 2,80 | 100 „ | 50 „ | 50 |
| 4,50 | 118 „ | 64 „ | 46 |



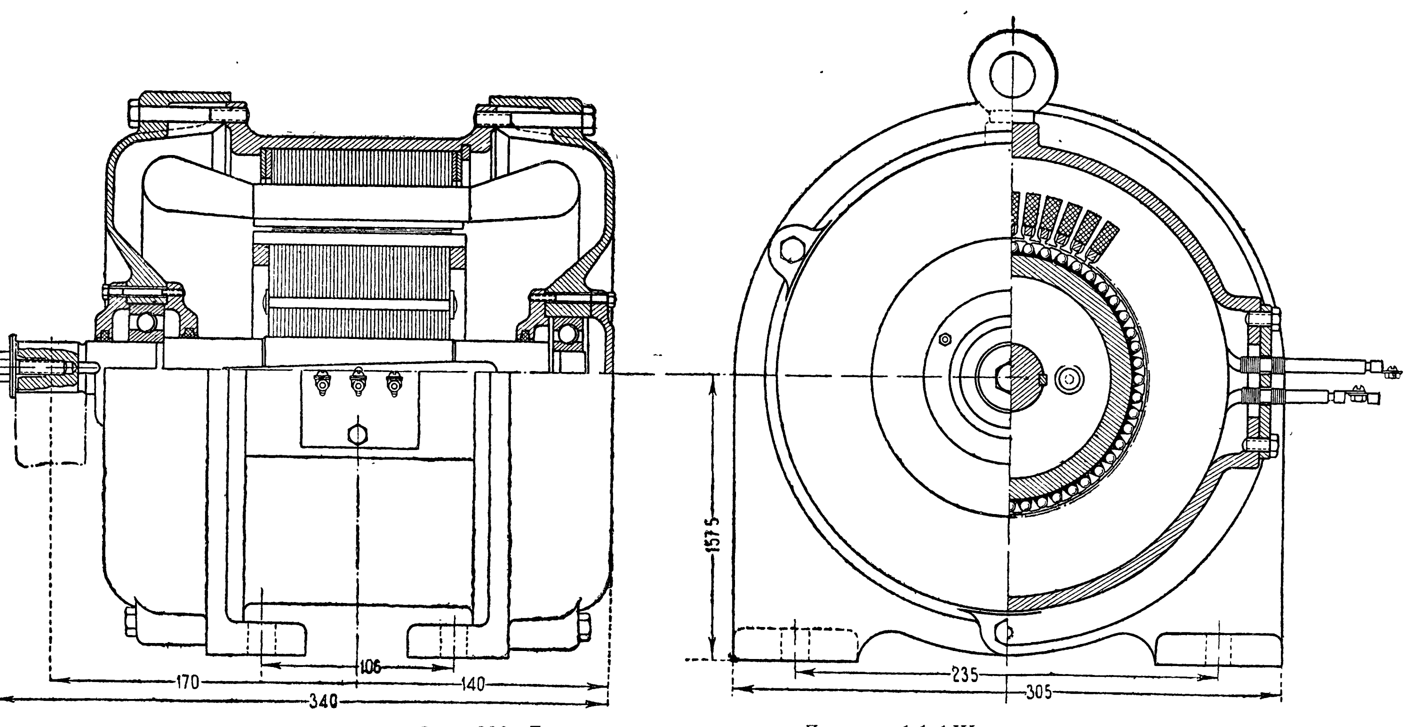
Фиг. 377. Чертеж, характеризующий высокую степень использования материала в типе „Т" по сравнению с типом „Д".




Фиг. 378. Двигатель Московского завода имени Лепсе мощностью в 0,4 kW.




Фиг. 379. Асинхронный двигатель завода им. Лепсе.

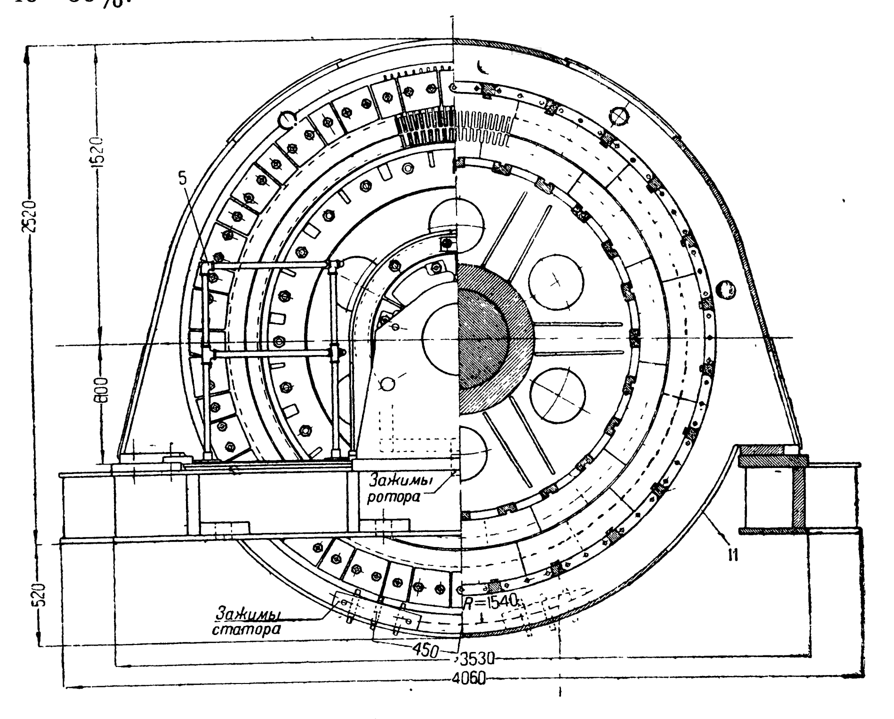



Фиг. 380. Двигатель завода имени Лепсе в 1,1 kW.

С 1930 г. ленинградский завод „Электросила“ начал выпускать асинхронные двигатели типа И („Индустриализация“). Удачный расчет и хорошая система вентиляции позволили в этих машинах достичь значительно более высокой степени использования материалов по сравнению с двигателями старого типа А, взамен которого начат выпуск двигателей типа И.

Успехи, достигнутые заводом „Электросила“, характеризуются табл. 38.

Из этой таблицы (см. последнюю графу) видно, что машины нового типа получаются легче, чем машины старого типа, в среднем на 40—50%.




Фиг. 381. Двигатель завода „Электросила“ на 5 000 *л. с.*

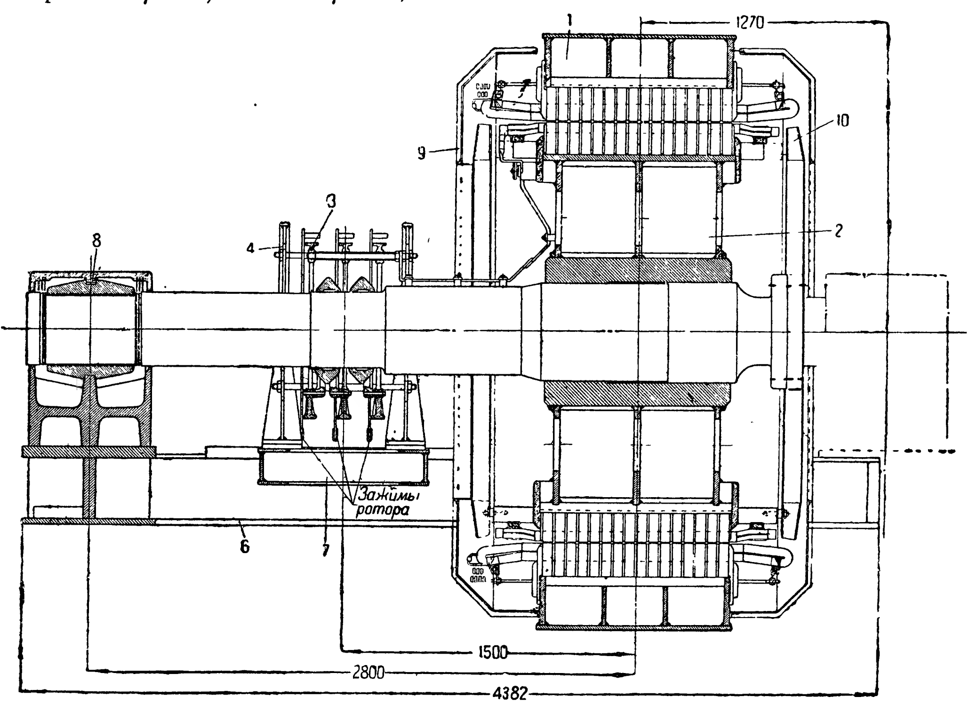
На фиг. 377 показан новый тип асинхронного двигателя Т и для сравнения показан контур двигателя старого типа Д той же мощности. Эта фигура с наглядностью иллюстрирует факт более высокой степени использования материала в новом типе.

На фиг. 378 дан чертеж небольшого асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором типа ТУ-2 мощностью в 0,4 kW при 950 об/мин, изготовляемого московским заводом им. Лепсе. Этот завод такие двигатели выпускает, главным образом, для текстильной промышленности в исполнении на упругой опоре (фиг. 378) и в исполнении так называемом фланцевом (фиг. 379). Эти двигатели изготовляются для разных напряжений: 500, 380/220, 220/127 V.

Коэфициент полезного действия $\eta$ и коэфициент мощности $\cos\varphi$ при номинальной нагрузке (0,4 kW) для показанного на фиг. 378 двигателя соответственно равны: $\eta = 0,785$ и $\cos\varphi = 0,75$.

Отношение пускового тока к нормальному равно 5 и отношение пускового момента вращения к нормальному равно в среднем 2,2.

На фиг. 380 дан общий вид другого двигателя небольшой мощности нормального исполнения, изготовляемого заводом им. Лепсе (тип ТП 30/6). Мощность этого двигателя равна 1,1 kW при 960 об/мин. При номинальной нагрузке к. п. д. и коэфициент мощности соответственно равны: $\eta = 0,82$ и $\cos\varphi = 0,80$.




Фиг. 382. Двигатель завода „Электросила" на 5 000 *л. с.*

Отношение пускового момента к номинальному равно 2,5; отношение пускового тока к номинальному равно 6.

На фиг. 381 и 382 даны общий вид и продольный разрез асинхронного двигателя трехфазного тока на 5 000 *л. с.*, 6 000 V, 372 об/мин, 50 Hz, выполненного ленинградским заводом „Электросила".

Статор этого двигателя — сварной конструкции. Железо статора имеет наружный диаметр 2 500 mm, внутренний — 2 150 mm. Толщина железных листов — 0,5 mm; листы оклеены с одной стороны бумагой толщиной в 0,03 mm. Железо — легированное с потерями 1,8 W/kg. Крепление железных листов статора к брускам корпуса производится при помощи привинченных к ним клиньев, входящих в специально выштампованные в железе статора пазы формы ласточкина хвоста.

Осевая длина железа равна 950 mm включая вентиляционные каналы, которых имеется 15 шириной по 10 mm.

Число пазов в статоре равно 240, размером 13,5 × 89,90; пазы открытые.

Обмотка статора двухслойная шаблонная (американская) с укорочением шага и соединением фаз звездою. В каждой фазе 2 группы параллельно по 8 катушек. Каждая катушка состоит из трех восьмерных витков. Медь обмотки статора плоская размерами: голая 3,28×2,44 mm, изолированная 3,78 × 2,94 mm. Катушки компаундированы и пазовые части их опрессованы микафолием толщиной 2,5 mm. Вес меди статора равен 1 500 kg.

Сердечник ротора имеет наружный диаметр 2 144 mm и внутренний 1 850 mm; выполнено из динамного железа толщиной в 0,5 mm.

Осевая длина железа ротора и число вентиляционных каналов, как в статоре.

Число пазов — 192. Пазы полузакрытые.

Соединение обмотки ротора — звездой. В каждой фазе 2 группы параллельно по 8 катушек в каждой. Каждая катушка состоит из двух двойных витков. Медь плоская размерами 4,4 × 22,6 mm, изолированная 12,8×25,6 mm. Вес меди ротора равен 1 250 kg.

Напряжение между кольцами ротора при пуске 1 630 V. Ток в фазе ротора равен 1 360 A.

Вес частей двигателя (в kg)

Статор

| | |
|---|---|
| 1. Корпус статора | 3 700 |
| 2. Нажимные фланцы | 760 |
| 3. Железо статора | 5 500 |
| 4. Обмотка статора | 1 500 |
| 5. Мелкие детали | 40 |
| Итого вес статора | 11 500 |

Ротор

| | |
|---|---|
| 1. Вал | 4 600 |
| 2. Втулка ротора | 1 700 |
| 3. Обод | 2 300 |
| 4. Нажимные плиты | 1 120 |
| 5. Железо ротора | 4 250 |
| 6. Обмотка | 1 250 |
| 7. Контактные кольца | 100 |
| 8. Траверсы для контактных колец | 80 |
| Итого вес ротора | 15 400 |

| | |
|---|---|
| Подшипники | 1 610 |
| Фундаментная рама | 380 |
| „ плита | 5 220 |

Общий вес двигателя с плитой 35 110 kg.

**§ 339. Двигатели типа Бушеро и с глубоким пазом производства советских заводов.** Кроме короткозамкнутых двигателей с нормальной клеткой в роторе наши заводы строят также двигатели Бушеро с двойной клеткой и двигатели с глубоким пазом.

К массовому производству двигателей Бушеро наш завод „Электросила“ в Ленинграде приступил еще с 1927 г. Мощности изготовляемых двигателей Бушеро колеблются от 4 до 210 kW в единице.

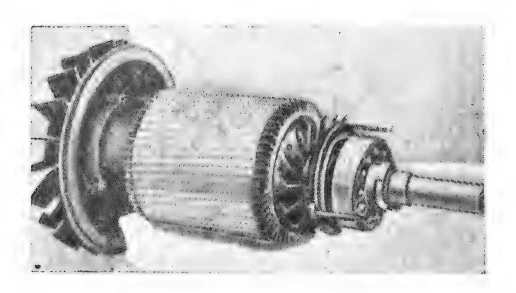
Скорости их колеблются в диапазоне от 500 до 3 000 об/мин (синхронных).

Главным потребителем этих двигателей является наша каменноугольная промышленность, золотопромышленность (привод насосов высокого и низкого давления для драг), торфоразработки, элеваторы и др.

Двигатели с глубоким пазом в роторе ленинградский завод „Электросила“ строит в большом количестве на мощности от 3 до 15 kW при 750, 1 000 и 1 500 об/мин.

На фиг. 383 показан ротор с глубоким пазом в изготовлении завода „Электросила“.

Для двигателей разной мощности, от 3 до 15 kW, заводом „Электросила“ применяется в роторе паз одинаковой ширины в 2 mm.



Фиг. 383.

В зависимости от мощности двигателя при этом меняется только глубина паза. Пазы ротора — открытые, что дает возможность производить закладку стержней сверху.

Стержни привариваются к замыкающим кольцам, как показано на фиг. 383.

Вытянутые лобовые части беличьей клетки служат одновременно вентилятором, перемешивающим воздух и охлаждающим лобовые соединения. В качестве примера ниже приводятся данные двигателя „Электросила“ на 6,8 kW, 500 V, 1 500 об/мин.

| | |
|---|---|
| Число пазов в статоре | 36 |
| Шаг обмотки (укороченный из 1-го в 8-й паз) | $y = 7$ |
| Длина железа | 15 cm |
| Число витков в фазе | 168 |
| Диаметр расточки статора | 160 mm |
| „ „ ротора | 159,2 „ |
| Воздушный зазор | 0,4 „ |
| К. п. д. | 85% |
| Коэфициент мощности | 0,83 |
| Ток холостого хода | 4,45 A |
| Нормальный ток | 11 A |
| Скольжение | 4,5% |

В описанном выше двигателе в статоре применена так называемая „американская“ обмотка.

Под таким названием в применении к машинам переменного тока получила известность двухслойная, равномерно распределенная обмотка с укорочением шага.

ТАБЛИЦА 39

**Ленинградский завод „Электросила“**

Заказчик________________ Срок ____________, Зав. зак. №________

32 kW, 220/380 V
72 A, 478 об/мин
Действие продолжительное

$f = 50$
Тип АТ/В 5-12
Двигатель с глубоким пазом

| № по пор. | Все размеры в *мм* | | | Статор | Ротор |
|---|---|---|---|---|---|
| 1 | Диаметр | внешний | | 560 | 413,5 |
| | | внутренний | | 415 | 250 |
| 2 | Ширина железа (включая каналы) | | | 240 | 240 |
| 3 | Воздушные каналы | | | 4 × 10 | — |
| 4 | Железные листы | | | 0,5 *мм* | — |
| 5 | Воздушный зазор односторонний | | | 0,75 | — |
| 6 | Пазы | число | | 90 | 80 |
| | | размеры | | 6,9 × 46,7 | 3,5 × 27,5 |
| — | Обмотка | | | — | — |
| 7 | Изоляция паза | | | — | — |
| 8 | Провода | Форма сечения | | ▭ | ▯ |
| | | размер | голая | 4,4 × 2,44 | 3 × 25 |
| | | | с изоляцией | 4,7 × 2,74 | голая |
| | | Род изоляции | | — | — |
| 9 | Число проводов в пазу | | | 7 × 2 = 14 | 1 |
| 10 | Пазов на полюс и фазу | | | 2,5 | К. з. кольца |
| 11 | Сопряжение | | | ⅄ | |
| 12 | Шаг обмотки | | | 1—7 паз. | |
| 13 | Длина полувитка | | | 540 | |
| 14 | Вес меди в *кг* | | | 73 | 20 |
| 15 | Ротор | V | | коротко-замкнутая обмотка | |
| | | A | | | |

Ø388,5 Ø326,5 1,15

6,9 45,7 27,5 3,5

## ТАБЛИЦА 40

**Ленинградский завод „Электросила"**

Заказчик————————, Срок————————

Маш. № Норм. Зав. зак. № ДМ-631

3-фазного тока. Двигатель Тип PRV 246 1 = 750

90 kW, 3 тыс. V, $f = 50$

22 А, 730 об/мин

Действие продолжительное

| № по пор. | Все размеры в *мм* | | | Статор | Ротор |
|---|---|---|---|---|---|
| 1 | Диаметр | внешний | | 650 | 498 |
| | | внутренний | | 500 | 140 |
| 2 | Ширина железа (включая каналы) | | | 370 | 370 |
| 3 | Воздушные каналы | | | 5 × 10 | 5 × 10 |
| 4 | Железные листы | | | 0,5 *мм* | — |
| 5 | Воздушный зазор односторонний | | | 1,0 | — |
| 6 | Пазы | число | | 72 | 96 |
| | | размеры | | 12,5 × 45 | 6,5 × 29 |
| | Обмотка | | | — | — |
| 7 | Изоляция паза миканит | | | 1,8 | — |
| 8 | Провода | Форма сечения | | ▭ | ▯ |
| | | размер | голая | 3,8 × 1,56 | 4,5 × 12,5 |
| | | | с изоляцией | 4,2 × 1,96 | — |
| | | Род изоляции | | П. Б. Д. | голая |
| 9 | Число проводов в пазу | | | 16 × 2 = 32 | 2 |
| 10 | Пазов на полюс и фазу | | | 2 | 4 |
| 11 | Сопряжение | | | ⅄ | ⅄ |
| 12 | Шаг обмотки | | | 1—8 паз. | — |
| 13 | Длина полувитка | | | 750 | 665 |
| 14 | Вес в *кг* | | | 93,5 | 61,5 |
| 15 | V | | | — | 258 |
| | A | | | — | 218 |

Обмотка статора двухслойная должна быть опрессована миканитом 1,8 *мм*. Между слоями в пазу — прокладка из прессшпана 1,5 *мм*. Шаг обмотки из 1-го в 8-й паз.

ТАБЛИЦА 41

**Ленинградский завод „Электросила“**

Заказчик——————. Срок——————. Зав. зак. № ДМ-637 (Е)

550 kW, 6 тыс. V, Тип R 326, $p = 750$
63,4 А, 735 об/мин $f = 50$
Действие продолжительное

| № по пор. | Все размеры в *мм* | | | Статор | Ротор |
|---|---|---|---|---|---|
| 1 | Диаметр | внешний | | 1 000 | 747,2 |
| | | внутренний | | 750 | — |
| 2 | Ширина железа (включая каналы) | | | 540 | 540 |
| 3 | Воздушные каналы | | | 8 × 10 | 8 × 10 |
| 4 | Железные листы | | | 0,5 *мм* | 0,5 *мм* |
| 5 | Воздушный зазор односторонний | | | 1,4 | — |
| 6 | Пазы | число | | 96 | 120 |
| | | размеры | | 12,5 × 75 | 8 × 37 |
| | Обмотка | | | — | — |
| 7 | Изоляция паза миканитом | | | 2,25 | — |
| 8 | Провода | Форма сечения | | ▭ | ▯ |
| | | размер | голая | 3,28 × 2,44 | 5,5 × 16 |
| | | | с изоляцией | 3,78 × 2,94 | 7,5 × 18 |
| | | Род изоляции | | — | голая |
| 9 | Число проводов в пазу двойных | | | 9 × 2=18 дв. | 2 |
| 10 | Пазов на полюс и фазу | | | 4 | 5 |
| 11 | Сопряжение | | | ⅄ | ⅄ |
| 12 | Шаг обмотки | | | 1—11 паз | — |
| 13 | Длина полувитка | | | 1 115 | 970 |
| 14 | Вес меди в *кг* | | | 275 | 176 |
| 15 | Ротор | 837 V | | — | — |
| | | 408 A | | — | — |

Обмотка статора двухслойная должна быть компаундирована и опрессована миканитом 2,25 *мм*. Пазы в статоре — открытые.

Сокращением шага, как было сказано выше, достигается уменьшение высших гармонических в кривых м. д. с. обмотки статора, а также некоторая экономия меди в связи с укорочением длины лобовых частей.

Примечание. Сокращение шага в двухслойной обмотке статора влечет за собой некоторое уменьшение потоков рассеяния в пазах статора; последнее можно учесть при помощи коэфициента $k_n$:

$$k_n = \frac{3\beta + 1}{4},$$

где $\beta$ — есть шаг, выраженный в долях полюсного деления.

Таким образом для условий вышеприведенной таблицы (стр. 377) получится

$$\beta = \frac{7}{9}.$$

Подставляя эту величину в вышенаписанное выражение, найдем

$$k_n = \frac{3\beta + 1}{4} = \frac{3\left(\frac{7}{9}\right) + 1}{4} = 0{,}87.$$

Поэтому величина магнитной проводимости парового потока рассеяния статора, подсчитанная для вышеприведенного примера и равная

$$\lambda_n = 1{,}7,$$

должна быть в соответственной мере уменьшена:

$$\lambda'_n = 0{,}87 \cdot 1{,}7 = 1{,}48.$$

**§ 340. Некоторые технические данные, касающиеся асинхронных двигателей советского производства.** Выше приводятся основные технические данные, касающиеся двигателей разной мощности советского производства ленинградского завода „Электросила".

Эти данные занесены в расчетный формуляр формы, принятой на заводе „Электросила".

Первый формуляр содержит основные данные, касающиеся двигателя на 32 kW, 220/380 V, 72 A и 478 об/мин на 50 Hz.

Второй формуляр относится к двигателю на 90 kW, 3 000 V, 22 A, 730 об/мин.

В третьем формуляре содержатся данные асинхронного двигателя на 550 kW, 6 000 V, 63,4 A, 735 об/мин.

## *ГЛАВА XXXVIII*

## ПРИМЕРНЫЕ РАСЧЕТЫ

### ПРИМЕРНЫЙ РАСЧЕТ АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ

**§ 341. Задание.** Требуется рассчитать асинхронный двигатель со следующими данными: мощность равна 42 kW (57 *л. с.*), $f = 50$, $U = 500$ V, $n_1 = 1\,000$ об/мин, обмотка ротора фазная с кольцами, $2p = 6$.

Расчет асинхронного двигателя распадается на 4 части:

A. Выяснение размеров.

B. Подсчет тока короткого замыкания.

C. Подсчет тока холостого хода.

D. Определение к. п. д.

*А. Выяснение размеров*

1. Сила тока в фазе статора. Примем вначале согласно ОСТ 679 приблизительно

$$\eta = 0{,}9; \quad \cos\varphi = 0{,}87.$$

Предполагая соединить статорную обмотку в звезду, найдем величину тока в фазе статора:

$$I_1 = \frac{\text{kW} \cdot 1\,000}{\sqrt{3}U \cdot \eta \cdot \cos\varphi} = \frac{42 \cdot 1\,000}{\sqrt{3} \cdot 500 \cdot 0{,}9 \cdot 0{,}87} = 62{,}2 \text{ A}.$$

Напряжение на концах одной фазы статорной обмотки будет

$$U = \frac{500}{\sqrt{3}} = 289 \text{ V}.$$

Кажущаяся мощность

$$\text{kWA} = \frac{\text{kW}}{\eta \cos\varphi} = \frac{42}{0{,}9 \cdot 0{,}87} = 53{,}6.$$

2. Выяснение главных размеров. На основании табл. 30 принимаем

$$B_l = 7\,800; \quad AS = 330.$$

Подставляем в основное уравнение (§ 277)

$$\frac{D^2 \cdot l_i \cdot n_1}{\text{kVA}} = \frac{5{,}5 \cdot 10^{11}}{k_1 \cdot \alpha_i \cdot B_l \cdot AS}.$$

Принимая

$$\alpha_i = 0{,}72^{1} \quad \text{и} \quad k_1 = 0{,}925,$$

$$\frac{D^2 l_i \cdot n_1}{\text{kVA}} = \frac{5{,}5 \cdot 10^{11}}{0{,}72 \cdot 0{,}925 \cdot 7\,800 \cdot 330},$$

$$\frac{D^2 \cdot l_i \cdot n}{\text{kVA}} \approx 32 \cdot 10^4,$$

или

$$\frac{D^2 \cdot l_i \cdot 1\,000}{53{,}6} \approx 32 \cdot 10^4 = C,$$

$$D^2 \cdot l_i = \frac{32 \cdot 10^4 \cdot 53{,}6}{1\,000}, \text{ или } D^2 \cdot l_i = 17{,}1 \cdot 10^3.$$

У нас получилось одно уравнение с двумя неизвестными: $D$ и $l_i$. Такое уравнение допускает бесконечно большое число решений. Из всех этих решений нам необходимо выбрать одно, дающее наилучшее решение задачи как с конструктивной, так и с точки зрения стоимости машины. Задаваясь различными значениями $D$ в полученном выше уравнении, найдем соответственные значения $l_i$ и занесем результат подсчетов в табл. 42.

ТАБЛИЦА 42

| № | $D$ (cm) | $l_i$ (cm) | $\tau = \frac{\pi D}{2p}$ (cm) | $v$ (m/sec) | $\frac{l_i}{\tau}$ |
|---|---|---|---|---|---|
| 1 | 29 | 20,5 | 15,2 | 15,2 | 1,36 |
| 2 | 31 | 17,8 | 16,2 | 16,2 | 1,10 |
| 3 | 33 | 15,8 | 17,3 | 17,3 | 0,92 |
| 4 | 35 | 14,0 | 18,3 | 18,3 | 0,77 |

[1] Величина $\alpha_i$ в современных машинах изменяется от 0,69 до 0,72 в зависимости от насыщения. Большая величина $\alpha_i$ взята вследствие относительно большого насыщения.

Выберем вариант № 2 с данными:

$$D = 31 \text{ cm}, \quad l_i = 18 \text{ cm}, \quad \tau = 16{,}2 \text{ cm}.$$

3. Осевая длина. Возьмем 3 вентиляционных промежутка ($n_s = 3$) по 1 cm шириной каждый. Осевая длина будет

$$l_1 = l + n_s b_s,$$
$$l_1 = l + 3 \cdot 1.$$

Кроме того,

$$l_i = l + 0{,}5 n_s b_s,$$
$$18 = l + 0{,}5 \cdot 3 \cdot 1,$$

откуда

$$l = 16{,}5 \text{ cm}.$$

Длина каждого железного пакета будет

$$\frac{l}{4} = \frac{16{,}5}{4} = 4{,}125 \text{ cm} \approx 4{,}1 \text{ cm}.$$

Таким образом

$$l_1 = l + n_s b_s = 16{,}5 + 3 \cdot 1 = 19{,}5 \text{ cm}.$$

4. Воздушный зазор. Формула Пихельмайера дает

$$\delta = 0{,}03 + 0{,}02 \sqrt[3]{D},$$
$$\delta = 0{,}03 + 0{,}02 \sqrt[3]{31} = 0{,}93 \text{ mm}.$$

Из формулы Каппа следует

$$\delta = 0{,}02 + \frac{D}{1\,000} = 0{,}02 + \frac{31}{1\,000} = 0{,}51 \text{ mm}.$$

Если бы мы обратились к кривой фиг. 331, то мы бы нашли другую величину:

$$\delta = 0{,}7 \text{ mm}.$$

Остановимся окончательно на средней величине, соответствующей ОСТ 679,

$$\delta = 0{,}6 \text{ mm}.$$

Последняя величина находится в согласии с данными табл. 27.

5. Число пазов в статоре. Выбрав число пазов на полюс и фазу $q_1 = 4$, найдем общее число пазов

$$z_1 = 2pm_1q_1 = 2 \cdot 3 \cdot 3 \cdot 4 = 72.$$

Зубцовое деление будет

$$t_s = \frac{\pi D}{z_1} = \frac{\pi \cdot 31}{72} = 13{,}5 \text{ mm}.$$

Выбрав число пазов $z_1$, проверим, не получится ли при этом чрезмерно большое значение объема тока в пазу $I_n$; имеем

$$I_n = t_s \cdot AS = 1{,}35 \cdot 330 = 445\ ^1.$$

Большая величина $I_n$ неблагоприятно отзывается на $\cos\varphi$, так как при больших значениях $I_n$ реактанц обмоток, вызванный магнитным рассеянием,

[1] Величина $I_n$ обычно колеблется в пределах от 400 (малые машины) до 800 (большие машины) и редко превосходит величину 1000 А.

увеличивается, и ток короткого замыкания $I_k$ понижается. Величина $I_n = 445$ для нашего случая допустима.

6. Число проводов в пазу статора. Найдем число проводов в одном пазу

$$s_n = \frac{t_s \cdot AS \cdot a_1}{I_1},$$

$a_1$ — число параллельных цепей фазной обмотки.

Выберем $a_1 = 4$. Это дает возможность произвести более компактную укладку проводов в пазу и позволит уменьшить ширину прорези у паза, через которую производится укладка обмотки ($S_s = 2{,}5 \div 3{,}5$ mm), что скажется на увеличении $\cos\varphi$:

$$s_n = \frac{1{,}35 \cdot 330 \cdot 4}{62{,}2} = 28{,}6.$$

Округляя, выберем окончательно

$$s_n = 28.$$

7. Число последовательно соединенных витков в фазе статора. Найдем из формулы

$$w_1 = \frac{s_n \cdot p \cdot q}{a_1} = \frac{28 \cdot 3 \cdot 4}{4} = 84 \text{ витка}.$$

8. Плотность тока в проводах статора. Так как нагрев статора пропорционален произведению $AS \cdot s_a$ (§ 288), то плотность тока приходится брать меньше в тех случаях, когда линейная нагрузка $AS$ велика.

Плотность тока рекомендуется выбирать с таким расчетом, чтобы было соблюдено следующее условие:

$$1\,000 < AS \cdot s_a < 2\,200.$$

Из последнего неравенства найдем

$$s_a = \frac{1\,000}{AS} \text{ до } \frac{2\,200}{AS};$$

$$s_a = \frac{1\,000}{330} - \frac{2\,200}{330} = 3{,}7 - 6{,}7.$$

Имея в виду также данные табл. 30 на стр. 319, окончательно остановимся на следующей величине плотности тока в обмотке статора:

$$s_{a1} = 5 \text{ A/mm}^2.$$

9. Сечение проводов статора

$$q_{a1} = \frac{I_1}{s_{a_1}} = \frac{62{,}2}{5} = 12{,}4 \text{ mm}^2.$$

Так как число параллельных цепей $a_1 = 4$, сечение одного провода получится $\frac{12{,}4}{4} = 3{,}1$ mm². Выбираем по ОСТ 4123 круглую проволоку ПБД диаметром в 1,95 mm (сечением, равным 2,99 mm²); диаметр проволоки с изоляцией $d_1 = 2{,}2$ mm.

Общее сечение проводов фазы статора будет

$$q_{a1} = 4 \cdot 2{,}95 = 11{,}8 \text{ mm}^2.$$

Плотность тока изменится и будет равна

$$s_{a1} = \frac{62,2}{11,8} = 5,25 \text{ A/mm}^2.$$

Обмотку статора выполняем в виде двухслойной с укороченным шагом, так называемыми „мягкими секциями". Секции выполняются на шаблоне без общей изоляции и „насыпаются" в паз через щель паза $s_s$.

Ширина щели паза

$$s_s = d_1 + 0,8 \text{ mm} = 2,2 + 0,8 = 3,0 \text{ mm}.$$

Шаг обмотки

$$y = \tau\beta = \frac{z_1}{2p} \cdot \beta,$$

где $\tau$ — полюсное деление, выраженное в зубцовых делениях;
$\beta$ — укорочение шага, равное

$$\beta \approx 0,8;$$

отсюда

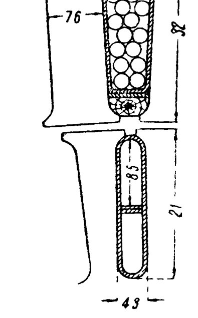
$$y = \frac{72}{6} \cdot 0,8 = 9,6,$$

выбираем

$$y = 10,$$

тогда

$$\beta = \frac{10}{12} = 0,835.$$



Фиг. 384.

10. Размеры паза. Форму паза выбираем трапециевидную. Число проводов в пазу 28. Изоляцию паза выполняем из двух слоев прессшпана по 0,2 mm и одного слоя микаленты в 0,2 mm, помещаемой между слоями прессшпана.

Необходимая наибольшая ширина паза определится следующим образом: считаем, что в наиболее широкой части паза укладываются три ряда проводов. Остальные провода размещаем согласно фиг. 384, откуда наибольшая ширина паза будет:

1. Три медных провода диаметром $d_1 = 2,2$ mm, всего ширина $2,2 \times 3 = 6,6$ mm.
2. Изоляция паза:
   а) прессшпан толщиной 0,2 mm в 2 слоя $0,2 \cdot 4 = 0,8$ mm
   б) микалента 0,2 mm в один слой $0,2 \cdot 2 = 0,4$ mm
3. Допуск на укладку $= 1,3$ mm

Итого $= 8,7$ mm

Высота паза определится следующим образом:

| | | |
|---|---|---|
| 1. | 12 рядов проволоки ($d_1 = 2,2$ mm) | $2,2 \cdot 12 = 26,4$ mm |
| 2. | Изоляция паза | $0,6 \cdot 2 = 1,2$ mm |
| 3. | Прокладка между секциями из промасленного полотна 3 слоя по 0,2 | $= 0,66$ mm |
| 4. | Клин | $= 2,5$ mm |
| 5. | Высота прореза | $= 0,5$ mm |
| 6. | Допуск на укладку | $= 0,8$ mm |
| | Итого | $= 32$ mm |

Максимальная ширина зубцового деления статора

$$t_{s\max} = \frac{\pi (D + h_s \cdot 2)}{z_1} = \frac{\pi (31 + 2 \cdot 3,2)}{72} = 16,3 \text{ mm}.$$

Ширина зубца

$$z_s = t_{s\max} - b_{n\max} = 16,3 - 8,7 = 7,6 \text{ mm}.$$

Средняя величина зубцового деления статора будет

$$t_{sm} = \frac{\pi (D + h_s)}{z_1} = \frac{\pi (31 + 3,2)}{72} = 14,9 \text{ mm}.$$

Остальные размеры определяются по фиг. 384.

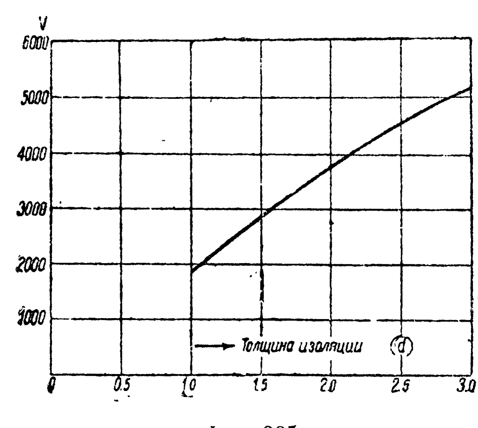
Отношение

$$\frac{z_s}{t_{sm}} = \frac{7,6}{14,9} = 0,51.$$

Коэфициент заполнения паза будет

$$\frac{2,99 \cdot 28}{\frac{8,7 + 5,8}{2} \cdot 32} = 0,363.$$

11. Обмотка ротора. (Выполнение в виде трехфазной обмотки с контактными кольцами.) Число пазов на полюс и фазу в роторе $q_2$ не должно быть равно $q_1$ во избежание явления „прилипания" при пуске в ход; поэтому $q_2$ возьмем больше чем $q_1$; так как для статора мы выбрали $q_1 = 4$, то для ротора возьмем $q_2 = 5$.




Фиг. 385.

Выберем стержневую двухслойную обмотку с двумя стержнями в пазу ($s_n = 2$); число витков одной фазы в этом случае будет

$$w_2 = s_n \cdot p \cdot q_2 = 2 \cdot 3 \cdot 5 = 30 \text{ витков}.$$

Для того чтобы убедиться в том, правильно ли нами выбрано число витков $w_2$, найдем величину напряжения в фазе ротора, когда двигатель неподвижен:

$$E_2 = U \cdot \frac{w_2 \cdot k_2}{w_1 \cdot k_1}.$$

Здесь $k_2$ и $k_1$ — обмоточные коэфициенты, определяемые следующим образом:

$$k_1 = 0,958 \cdot 0,966 = 0,925;$$

здесь 0,958 — обмоточный коэфициент распределения, определяемый из уравнения

$$\frac{\sin\left(\frac{\pi}{2m_1}\right)}{q_1 \sin\left(\frac{\pi}{2m_1 q_1}\right)} = \frac{\sin\left(\frac{\pi}{2 \cdot 3}\right)}{4 \sin\left(\frac{\pi}{2 \cdot 3 \cdot 4}\right)} = 0,958;$$

0,966 — коэфициент „укорочения“, учитывающий укорочение шага обмотки, определяется из уравнения

$$\sin\frac{y}{\tau}\cdot 90^\circ = \sin\frac{10}{12}\cdot 90^\circ = 0{,}966.$$

Обмотка ротора выполнена волновой обходной и не имеет укорочения шага, поэтому

$$k_2 = \frac{\sin\left(\frac{\pi}{2m_2}\right)}{q_2\sin\left(\frac{\pi}{2m_2q_2}\right)} = \frac{\sin\left(\frac{\pi}{2\cdot 3}\right)}{5\sin\left(\frac{\pi}{2\cdot 3\cdot 5}\right)} = 0{,}957.$$

Электродвижущая сила ротора будет

$$E_2 = 289\,\frac{30\cdot 0{,}957}{84\cdot 0{,}925} = 107\ \text{V}.$$

(В двигателях средней мощности обычно допускаемое напряжение между контактными кольцами колеблется в пределах 100—200 V [1].)

12. Величина тока в фазе ротора. Предполагая приближенно, что ампервитки статора больше ампервитков ротора примерно на 15%, можно найти величину нормального тока в роторе

$$I_2 = 0{,}85\cdot\frac{I_1k_1m_1w_1}{k_2m_2w_2} = 0{,}85\,\frac{62{,}2\cdot 0{,}925\cdot 3\cdot 84}{0{,}957\cdot 3\cdot 30} = 142\ \text{A}.$$

13. Число пазов ротора

$$z_2 = 2m_2pq_2 = 2\cdot 3\cdot 3\cdot 5 = 90.$$

14. Зубцовое деление ротора

$$t_r = \frac{\pi D_r}{z_2} = \frac{\pi(310 - 2\cdot 0{,}6)}{90} = 10{,}8\ \text{mm}.$$

15. Сечение проводов ротора. Выберем такую форму сечения проводов ротора, чтобы ширина паза ротора была немного меньше половины зубцового деления $\frac{10{,}8}{2} = 5{,}4$; остановимся на ширине паза равной 4,3.

Изоляция паза по ширине состоит из:

1. Микаленты в перекрышку . . . . 0,25 · 2 = 0,5 mm
2. Миткалевой ленты впритык . . . 0,15 · 2 = 0,3 mm
3. Прессшпана . . . . . . . . . . . 0,2 · 2 = 0,4 mm
4. Допуск на укладку . . . . . . . = 0,3 mm

Итого на изоляцию и допуск = 1,5 mm.

Найдем, что ширина меди проводов может быть равной

$$4{,}3 - 1{,}5 = 2{,}8\ \text{mm}.$$

Сечение провода $q_{a2}$ найдем, задавшись плотностью тока

$$s_{a2} = 6{,}0\ \text{A/mm}^2,$$

$$q_{a2} = \frac{I_2}{s_{a2}} = \frac{142}{6} = 23{,}7.$$

[1] Для машин большой мощности приходится допускать большие значения 500—800—1 000 V.

Выберем провод фасонного сечения 2,8×8,5 согласно фиг. 384. Сечение этого провода будет немного меньше, чем полученное выше —23,5 mm².

Произведем обратную проверку на плотность тока

$$s_{a2} = \frac{142}{23{,}5} = 6{,}05\ \text{A/mm}^2.$$

16. Размеры паза ротора. Ширина паза определится следующим образом:

| | |
|---|---|
| 1. Один медный провод шириной в 2,8 mm | = 2,8 mm |
| 2. Изоляция с допуском на укладку | = 1,5 mm |
| Итого | = 4,3 mm. |

Высота паза определится следующим образом:

| | | |
|---|---|---|
| 1. Два медных провода высотой по 8,5 mm . . | | = 17 mm |
| 2. Изоляция паза прессшпаном по 0,2 mm . . . | 0,2 · 3 | = 0,6 mm |
| 3. Изоляция провода микалентой в перекрышку по 0,25 mm . . . . . . . . . . . . . . . . | 0,25 · 4 | = 1,0 mm |
| 4. Изоляция провода миткалевой лентой по 0,15 mm . . . . . . . . . . . . . . . . . . . | 0,15 · 4 | = 0,6 mm |
| 5. Прокладка между слоями из прессшпана в 0,5 mm . . . . . . . . . . . . . . . . . . . | | = 0,5 mm |
| 6. Допуск на укладку . . . . . . . . . . . . | | = 0,8 mm |
| 7. Высота прореза в пазу . . . . . . . . . . | | = 0,5 mm |
| Итого | | 21,0 mm |

Ширину прореза паза берем

$$s_r = 1{,}5\ \text{mm}.$$

Максимальная величина зубцового деления ротора

$$t_{r\,\max} = t_r = 10{,}8\ \text{mm}.$$

Максимальная ширина зубца

$$z_{r\,\max} = t_r - b_{nr} = 10{,}8 - 4{,}3 = 6{,}5\ \text{mm}.$$

Минимальная ширина зубцового деления ротора

$$t_{r\,\min} = \frac{\pi\,(D - 2\delta - 2rh)}{z_2} = \frac{\pi\,(310 - 2 \cdot 0{,}6 - 2 \cdot 21)}{90} = 9{,}35\ \text{mm}.$$

Минимальная ширина зубца ротора

$$z_{r\,\min} = t_{r\,\min} - b_{nr} = 9{,}35 - 4{,}3 = 5{,}05\ \text{mm}.$$

Средняя величина зубцового деления ротора будет

$$t_{rm} = \frac{t_{r\,\max} + t_{r\,\min}}{2} = \frac{10{,}8 + 9{,}35}{2} = 10{,}1\ \text{mm}.$$

Найдем среднюю ширину зубца ротора

$$z_{mr} = 10{,}1 - 4{,}3 = 5{,}8\ \text{mm}.$$

17. Величина магнитного потока

$$\Phi = \frac{E_1 \cdot 10^8}{4{,}44 k_1 \cdot f_1 \cdot w_1}.$$

Принимая приближенно

$$E_1 \approx 0{,}97\,U,$$

получим поток

$$\Phi = \frac{0{,}97 \cdot 289 \cdot 10^8}{4{,}44 \cdot 0{,}925 \cdot 50 \cdot 84} = 1{,}62 \cdot 10^6.$$

18. Высота сердечника статора ($h_s$). Средняя величина магнитной индукции в сердечнике статора будет (фиг. 334).

$$B_s = \frac{\Phi}{2lh_s k_2},$$

откуда

$$h_s = \frac{\Phi}{2lk_2 B_s}.$$

Задаваясь $B_s = 12\,000$ и принимая коэфициент $k_2$ (учитывающий влияние изоляционных лаковых прослоек между листами) равным 0,95, найдем

$$h_s = \frac{1{,}62 \cdot 10^6}{2 \cdot 16{,}5 \cdot 0{,}95 \cdot 12\,000} \approx 4{,}35 \text{ cm}.$$

19. Высота сердечника ротора ($h_r$). При выборе размера $h_r$ задаемся средней величиной магнитной индукции в железе ротора $B_r$; при этом мы можем выбрать магнитную индукцию в роторе $B_r$ больше чем для статора, так как скорость вращения ротора нормально почти равна скорости вращающегося потока, вследствие чего потери на гистерезис и токи Фуко в железе ротора очень невелики.

Задаваясь $B_r = 12\,500$, найдем

$$h_r = \frac{\Phi}{2l \cdot k_2 \cdot B_r} = \frac{1{,}62 \cdot 10^6}{2 \cdot 16{,}5 \cdot 0{,}95 \cdot 12\,500} \approx 4{,}2 \text{ cm}.$$

20. Внешний диаметр железа статора (фиг. 322)

$$D_1 = D + 2h_s + 2h_s = 310 + 2 \cdot 43{,}5 + 2 \cdot 32 = 461 \text{ mm}.$$

Округляем

$$D_1 = 465 \text{ mm}.$$

21. Внутренний диаметр железа ротора (фиг. 322)

$$D_3 = 310 - (2 \cdot 0{,}6 - 2 \cdot 21 - 2 \cdot 42) \approx 185 \text{ mm}.$$

22. Диаметр вала найдем на основании формулы

$$d = 10 \sqrt[4]{\frac{PS}{n}} = 19 \sqrt[4]{\frac{57}{1\,000}} \approx 95 \text{ mm}.$$

*В. Ток короткого замыкания*

23. Активное сопротивление статорной обмотки. Сопротивление одной фазы при постоянном токе будет равно:

$$r_g = \frac{2w_1 l_{a1}}{a_1} \cdot \frac{[1 + 0{,}004T]}{5\,700 \cdot q_{a_1}}.$$

Средняя длина полувитка будет

$$l_{a_1} \approx 1{,}5\tau + l_1 = 1{,}5 \cdot 16{,}2 + 19{,}5 \approx 44 \text{ cm}.$$

Кроме того,

$$a_1 = 4,$$
$$q_{a_1} = 2{,}99 \text{ mm}^2,$$
$$w_1 = 84,$$
$$T = 55^\circ \text{C}.$$

Таким образом

$$r_{1g} = \frac{2 \cdot 84 \cdot 44}{4} \cdot \frac{[1 + 0{,}004 \cdot 55]}{5\,700 \cdot 2{,}99} = 0{,}132\ \Omega.$$

Действительная величина активного сопротивления (с учетом влияния „кожного эффекта") будет больше чем $r_g$.

Приблизительно можно принять

$$r_1 = k \cdot r_g = 1{,}05 \cdot 0{,}132 = 0{,}139\ \Omega.$$

24. Активное сопротивление роторной обмотки. Сопротивление одной фазы при постоянном токе

$$r_{2g} = \frac{2w_2\, l_{a2}}{a_2} \cdot \frac{[1 + 0{,}004T]}{5\,700 \cdot q_{a2}},$$

где

$$w_2 = 30,$$

$$l_{a2} = 44\ \text{cm},$$

$$a_2 = 1,$$

$$q_{a2} = 23{,}5\ \text{mm}^2,$$

$$r_{2g} = \frac{2 \cdot 30 \cdot 44}{1} \cdot \frac{1{,}22}{5\,700 \cdot 23{,}5} = 0{,}024\ \Omega.$$

Вследствие малой частоты тока в роторе сопротивление при переменном токе (при нормальном числе оборотов ротора) считаем равным активному, т. е.

$$r_2 = k \cdot r_{2g} \approx r_{2g} = 0{,}024\ \Omega.$$

Приведенное значение сопротивления одной фазы ротора

$$r_2' = \frac{m_1 w_1^2 k_1^2}{m_2 w_2^2 k_2^2}\, r_2,$$

$$r_2' = \frac{3 \cdot 84^2 \cdot 0{,}925^2}{3 \cdot 30^2 \cdot 0{,}957^2} \cdot 0{,}024 = 0{,}175\ \Omega.$$

25. Суммарное активное сопротивление при коротком замыкании

$$r_k = r_1 + r_2' = 0{,}139 + 0{,}175 = 0{,}314\ \Omega.$$

Падение напряжения в активном сопротивлении

$$e_R\% = \frac{I_1 r_1}{U_1} \cdot 100 + \frac{I_2 r_2}{U_2} \cdot 100;$$

$$e_R\% = \frac{62{,}2 \cdot 0{,}139}{289} \cdot 100 + \frac{142 \cdot 0{,}024}{107} \cdot 100;$$

$$e_R\% = 2{,}9\% + 3{,}18\% = 6{,}08\%.$$

26. Удельная проводимость магнитного рассеяния статорной обмотки ($\lambda_1$) и роторной ($\lambda_2$). Эти величины найдем по формуле (§ 327).

$$\lambda_1 = k_n \cdot 0{,}6\, \frac{h_{ns}}{b_{ns}} + \frac{t_r}{18\delta} + 0{,}4\, \frac{\tau q_1}{l_i} \quad \text{для статора}$$

$$\lambda_2 = k_n \cdot 0{,}6\, \frac{h_{n_r}}{b_{n_r}} + \frac{t_s}{18\delta} + 0{,}4\, \frac{\tau q_2}{l_i} \quad \text{для ротора}$$

$k_n$ — коэфициент, учитывающий уменьшение магнитного рассеяния от укорочения шага обмотки; для статора имеем

$$k_n = \frac{3\beta + 1}{4} = \frac{3 \cdot 0,835 + 1}{4} = 0,875.$$

Для ротора $k_n = 1$ (так как стержневую обмотку ротора выполняем без укорочения шага) [1].

На основании чертежа пазов (фиг. 384) заполним табл. 43.

ТАБЛИЦА 43

| | Статор | Ротор |
|---|---|---|
| Высота паза | $h_{ns} = 32$ mm | $h_{nr} = 21$ mm |
| Ширина паза | $b_{ns} = b_{ms} = 7,3$ mm (средняя величина) | $b_{nr} = 4,3$ mm |
| Зубцовое деление | $t_s = 13,5$ mm | $t_r = 10,8$ mm |
| $k_n$ | 0,875 | 1 |
| $q_1$ | 4 | — |
| $q_2$ | — | 5 |

Подставляя в вышенаписанные формулы данные этой таблицы, найдем

$$\lambda_1 = k_n\lambda_n + \lambda_z + 0,4\frac{\tau q_1}{l_i} = 0,875 \cdot 0,6\frac{32}{7,3} + \frac{10,8}{18 \cdot 0,6} + 0,4\frac{16,2 \cdot 4}{18} = 4,86;$$

$$\lambda_2 = \lambda_n + \lambda_z + 0,4\frac{\tau q_2}{l_i} = 0,6\frac{21}{4,3} + \frac{13,5}{18 \cdot 0,6} + 0,4\frac{16,2 \cdot 5}{18} = 6,13.$$

27. Реактанц одной фазы статорной обмотки. Найдем на основании формулы

$$x_1 = \frac{4\pi f_1 w_1^2}{p q_1 \cdot 10^8}\lambda_1 \cdot l_i.$$

Подставив в вышенаписанную формулу:

$$f_1 = 50,\ w_1 = 84,\ p = 3,\ q_1 = 4,\ l_i = 18 \text{ cm},\ \lambda_1 = 4,48,$$

найдем

$$x_1 = \frac{4\pi f w_1^2}{p q_1 10^8}\lambda_1 l_i = \frac{4\pi 50 \cdot 84^2}{3 \cdot 4 \cdot 10^8} \cdot 4,86 \cdot 18 = 0,325\,\Omega.$$

28. Реактанц фазы роторной обмотки

$$x_2 = \frac{4\pi f_1 w_2^2}{p q_2 \cdot 10^8}\lambda_2 l_i.$$

Подставляя в эту формулу:

$$f_1 = 50,\ w_2 = 30,\ p = 3,\ q_2 = 5,\ l_i = 18 \text{ cm},\ \lambda_2 = 6,13,$$

[1] Обычно волновые обмотки ротора имеют диаметральный шаг. Сокращение шага в роторных волновых обмотках не приводит к сокращению длины лобовых частей, так как сокращение первого частичного шага приходится компенсировать соответственным удлинением второго частичного шага.

найдем

$$x_2 = \frac{4\pi f w_2^2}{p q_2 10^8} \lambda_2 l_i = \frac{4\pi \cdot 50 \cdot 30^2}{3 \cdot 5 \cdot 10^8} 6{,}13 \cdot 18 = 0{,}0415\,\Omega.$$

Приведенная величина

$$x_2' = \frac{m_1}{m_2}\left(\frac{w_1 k_1}{w_2 k_2}\right)^2 x_2 = \frac{3 \cdot 84^2 \cdot 0{,}925^2}{3 \cdot 30^2 \cdot 0{,}957^2} \cdot 0{,}0415 = 0{,}305\,\Omega.$$

29. Суммарное значение реактанца при коротком замыкании

$$x_k = x_1 + x_2' = 0{,}325 + 0{,}305 = 0{,}63\,\Omega.$$

Падение напряжения в реактивном сопротивлении в процентах

$$e_x\% = \frac{I_1 x_1}{U_1} 100 + \frac{I_2 x_2}{U_2} 100 =$$

$$= \frac{62{,}2 \cdot 0{,}325}{289} 100 + \frac{142 \cdot 0{,}0415}{107} 100 =$$

$$= 7{,}0 + 5{,}5 = 12{,}5\%.$$

30. Импеданц короткого замыкания

$$z_k = \sqrt{r_k^2 + x_k^2} = \sqrt{(0{,}314)^2 + (0{,}63)^2} = 0{,}7\,\Omega.$$

31. Ток короткого замыкания

$$I_k = \frac{U}{z_k} = \frac{289}{0{,}7} = 415\text{ A}.$$

32. Коэфициент мощности при коротком замыкании

$$\cos\varphi_k = \frac{r_k}{z_k} = \frac{0{,}314}{0{,}7} = 0{,}45.$$

33. Отношение тока короткого замыкания к нормальному

$$\frac{I_k}{I_1} = \frac{415}{62{,}2} = 6{,}7.$$

### *C. Ток холостого хода*

34. Ампервитки, необходимые для создания магнитного потока, складываются из:

$AW_l$ (воздушные ампервитки);

$AW_{zs}$ („зубцовые“ ампервитки в статоре);

$AW_{zr}$ (зубцовые ампервитки в роторе);

$AW_s$ (ампервитки в сердечнике статора);

$AW_r$ (ампервитки в сердечнике ротора).

35. Ампервитки воздушного промежутка. Максимальное значение магнитной индукции в воздушном зазоре будет

$$B_l = \frac{\Phi}{a_i \tau l_i} = \frac{1{,}62 \cdot 10^6}{0{,}72 \cdot 16{,}2 \cdot 18} = 7\,700.$$

Величина $B_l$ у нас получилась меньше, чем та, из которой мы исходили в наших расчетах ($B_l = 7\,800$), потому что при выборе $l_i$ мы округлили $l_i$ в большую сторону.

Найдем расчетную величину воздушного промежутка

$$\delta' = k_\delta \cdot \delta,$$

где

$$k_\delta = \left(\frac{t_s + 10\delta}{z_s + 10\delta}\right)\left(\frac{t_r + 10\delta}{z_r + 10\delta}\right).$$

Подставляя в вышенаписанную формулу: $\delta = 0{,}6$ mm, $t_s = 13{,}5$ mm, $z_s = 13{,}5 - 3{,}0 = 10{,}5$ mm, $t_r = 10{,}8$ mm, $z_r = 10{,}8 - 1{,}5 = 9{,}3$ mm, найдем

$$k_\delta = \left(\frac{13{,}5 + 10 \cdot 0{,}6}{10{,}5 + 10 \cdot 0{,}6}\right) \cdot \left(\frac{10{,}8 + 10 \cdot 0{,}6}{9{,}3 + 10 \cdot 0{,}6}\right) = \frac{19{,}5}{16{,}5} \cdot \frac{16{,}8}{15{,}3} = 1{,}29.$$

Таким образом расчетная длина воздушного промежутка

$$\delta' = 1{,}29 \cdot 0{,}6 = 0{,}775 \text{ mm}.$$

Найдем ампервитки воздушного промежутка

$$AW_l = 1{,}6\delta' B_l = 1{,}6 \cdot 0{,}0775 \cdot 7\,750 = 955.$$

36. Зубцовые ампервитки статора. Найдем магнитную индукцию в зубце статора

$$B_{zs} = \frac{t_s \cdot B_l \cdot l_i}{k_2 \cdot z_{ms} \cdot l} = \frac{13{,}5 \cdot 7\,700 \cdot 180}{0{,}95 \cdot 7{,}6 \cdot 165} = 15\,700.$$

По кривой намагничивания фиг. 335 найдем для этого значения магнитной индукции соответственное число „удельных“ ампервитков

$$aw_{zs} = 35.$$

Общее число ампервитков, приходящееся на пару зубцов статора, будет

$$AW_{zs} = L_{zs} \cdot aw_{zs} = 2h_{ns} \cdot aw_{zs} = 2 \cdot 3{,}2 \cdot 35 = 225.$$

37. Зубцовые ампервитки ротора. Минимальная величина индукции в зубце ротора

$$B_{z\min} = \frac{t_r \cdot B_l \cdot l_i}{k_2 \cdot z_{r\max} \cdot l} = \frac{10{,}8 \cdot 7\,700 \cdot 180}{0{,}95 \cdot 6{,}5 \cdot 165} = 14\,600.$$

Средняя величина индукции в зубце ротора

$$B_{zm} = \frac{t_r \cdot B_l \cdot l_i}{k_2 \cdot z_{rm} \cdot l} = \frac{10{,}8 \cdot 7\,700 \cdot 180}{0{,}95 \cdot 5{,}775 \cdot 165} = 16\,400.$$

Максимальная величина индукции в зубце ротора

$$B_{z\max} = \frac{t_r \cdot B_l \cdot l_i}{k_2 \cdot z_{r\min} \cdot l} = \frac{10{,}8 \cdot 7\,700 \cdot 180}{0{,}95 \cdot 5{,}05 \cdot 165} = 18\,850.$$

По кривой фиг. 335 найдем соответствующие этим индукциям удельные ампервитки

$$aw_{r\min} = 20, \quad aw_{rm} = 45, \quad aw_{r\max} = 210.$$

Расчетные удельные ампервитки

$$aw_r = \frac{aw_{r\min} + 4aw_{rm} + aw_{r\max}}{6} = \frac{20 + 4 \cdot 45 + 210}{6} = 68.$$

Общее число „зубцовых“ ампервитков ротора будет

$$AW_{zr} = L_{zr} \cdot aw_{zr} = 2h_r \cdot aw'_{zr} = 2 \cdot 2{,}1 \cdot 68 = 285.$$

38. Ампервитки железа статора. Средняя длина пути магнитны линий потока в железе статора

$$L_s \approx \pi \cdot \frac{D_1 - h_s}{2p} = \pi \frac{46{,}5—4{,}35}{6} = 22 \text{ cm}.$$

По кривой намагничивания (фиг. 335) для $B_s = 12\,000$ найдем

$$aw_s = 6{,}8.$$

Суммарные ампервитки

$$AW_s = aw_s \cdot L_s = 6{,}8 \cdot 22 = 150.$$

39. Ампервитки железа ротора. Средняя длина пути магнитны линий в железе ротора (фиг. 334)

$$L_r = \frac{\pi \cdot (D_2 + h_r)}{2p} = \pi \frac{85 + 32}{6} = 12 \text{ cm}.$$

По кривой намагничивания (фиг. 335) для $B_r = 12\,500$ найдем

$$aw_r = 10.$$

Суммарные ампервитки

$$AW_r = aw_r \cdot L_r = 10 \cdot 12 = 120.$$

40. Сумма ампервитков

$$AW_0 = AW_l + AW_{zs} +$$

$$+ AW_{zr} + AW_s + AW_r = 955 + 225 + 285 + 150 + 120 = 1\,735.$$

Найдем отношение

$$\frac{AW_0}{AW_l} = \frac{1\,735}{955} = 1{,}86.$$

41. Намагничивающий ток (реактивная слагающая тока холостого хода). Согласно § 305 будет

$$I_{or} = \frac{1{,}11p \cdot AW_0}{m_1 \cdot w_1 \cdot k_1} = \frac{1{,}11 \cdot 3 \cdot 1\,735}{3 \cdot 84 \cdot 0{,}925} = 24{,}7.$$

$$I_{or}\% = \frac{I_{or}}{I_1} 100 = \frac{24{,}7}{62{,}2} 100 = 39\%.$$

Найдем отношение

$$\frac{I_1}{I_{or}} = \frac{62{,}2}{24{,}7} = 2{,}18.$$

42. Вес железа статора (фиг. 322). Вес железа статора (без зубцов)

$$P_s = 22l \left[\left(\frac{D_1}{2}\right)^2 - \left(\frac{D}{2} + h_{ns}\right)^2\right] 10^{-3} \text{ kg} =$$

$$= 22 \cdot 16{,}5 \left[\left(\frac{46{,}5}{2}\right)^2 - \left(\frac{31}{2} + 3{,}2\right)^2\right] 10^{-3} = 69 \text{ kg}.$$

Вес зубцов статора

$$P_z = 7 \cdot h_{ns} l \left[(D + h_{ns}) \pi - Z_1 \cdot z_{ms}\right] 10^{-3} =$$

$$= 7 \cdot 3{,}2 \cdot 16{,}5 \left[(31{,}0 + 3{,}2) \pi - 72 \cdot 0{,}725\right] \cdot 10^{-3} = 20{,}3 \text{ kg}.$$

43. Потери на гистерезис и токи Фуко, отнесенные к 1 kg веса, в железе статора (без зубцов)

$$v_s = v_{hs} + v_{fs} = \left[\varepsilon \ \frac{f}{100} + \sigma \left(\frac{f}{100}\right)^2\right]\left(\frac{B_s}{10\,000}\right)^2.$$

Статор выполним из листов „динамного“ железа толщиной $\Delta = 0{,}5$ mm.

Подставим в вышенаписанную формулу для $f = 50$ на основании таблицы § 99 следующие значения:

$$\varepsilon = 4{,}4,$$

$$\sigma = 5{,}6.$$

Подставляя в вышенаписанную формулу $B_s = 12\,000$, найдем

$$v_s = \left[4{,}4 \frac{50}{100} + 5{,}6 \left(\frac{50}{100}\right)^2\right]\left(\frac{12\,000}{10\,000}\right)^2 = 3{,}6 \cdot 1{,}44 = 5{,}18 \text{ W}.$$

44. Потери железа в сердечнике статора. Найдем по формуле

$$V_s = k \cdot v_s \cdot G_s,$$

где $k$ — коэфициент, учитывающий влияние механической обработки железа на потери; приближенно приняв $k = 2$ (§ 88), найдем

$$V_s = 2 \cdot 5{,}18 \cdot 69 = 715 \text{ W}.$$

45. Потери на гистерезис и токи Фуко, отнесенные к 1 kg веса, в зубцах статора

$$v_z = v_{hz} + v_{fz} = \left[\varepsilon \cdot \frac{f}{100} + \sigma \left(\frac{f}{100}\right)^2\right]\left(\frac{B_{zs}}{10\,000}\right),$$

$$v_z = 3{,}6 \left(\frac{15\,700}{10\,000}\right)^2 = 8{,}9 \text{ W}.$$

46. Потери железа в зубцах статора

$$V_z = k \cdot v_z \cdot G_z = 2 \cdot 8{,}9 \cdot 20{,}3 = 360 \text{ W}.$$

47. Потери на трение и вентиляцию оценим приближенно в 1,5% от мощности

$$V_0 \approx 0{,}015 \cdot 42\,000 = 630 \text{ W}.$$

48. Пренебрегая джоулевыми потерями, найдем величину суммарных потерь холостого хода

$$V_0 \approx V_s + V_z + V_s = 715 + 360 + 630 = 1\,705 \text{ W}.$$

49. Активная слагающая тока холостого хода

$$I_{0a} = \frac{V_0}{m_1 U} = \frac{1\,705}{3 \cdot 289} = 1{,}96 \text{ A}.$$

50. Ток холостого хода

$$I_0 = \sqrt{I_{0r}^2 + I_{0a}^2} = \sqrt{24{,}7^2 + 1{,}96^2} = 24{,}8 \text{ A}.$$

51. Коэфициент мощности при холостом ходе

$$\cos \varphi_0 = \frac{I_{0a}}{I_0} = \frac{1{,}96}{24{,}7} = 0{,}0.8$$

52. На основании имеющихся данных можно построить круговую диаграмму. В результате графически из круговой диаграммы[1] можно найти для нормального тока $I_1 = 62{,}2$ A следующие величины:

$$\cos\varphi = 0{,}86;$$
$$\eta = 0{,}90;$$
$$s = 3{,}2\%.$$

## ПРИМЕР РАСЧЕТА ТРЕХФАЗНОГО АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ С ГЛУБОКИМИ ПАЗАМИ В РОТОРЕ

**§ 342. Задание.** Необходимо спроектировать асинхронный двигатель с короткозамкнутым ротором на 15 kW, 750 об/мин (синхр.), 220/380 V 50 герц. Для получения высокого пускового момента вращения ротор двигателя в виде беличьей клетки должен быть выполнен с глубокими пазами. Потери и перегрев должны удовлетворять условиям ОСТ.

### *I. Главные размеры*

1) Число пар полюсов находим по формуле

$$p = \frac{60f}{n} = \frac{60 \cdot 50}{750} = 4$$

2) Согласно ОСТ 678 принимаем

$$\eta = 0{,}86; \quad \cos\varphi = 0{,}83.$$

3) Кажущаяся подведенная мощность в kVA будет

$$\text{kVA} = \frac{\text{kW}}{\eta\cos\varphi} = \frac{15}{0{,}86 \cdot 0{,}83} = 21.$$

4) Предполагая статор соединенным в $\curlywedge$, найдем фазный ток в статоре

$$I_1 = \frac{\text{kVA}\ 1\,000}{\sqrt{3}U} = \frac{21 \cdot 1\,000}{\sqrt{3} \cdot 380} = 32 \text{ A}.$$

5) Мощность на 1 полюс

$$\frac{\text{kVA}}{2p} = \frac{21}{8} = 2{,}62.$$

6) По кривым находим для машины данной мощности величину машинной постоянной

$$C \approx 36 \cdot 10^4.$$

Задаемся предварительно величинами $B_l = 7\,200$ и $AS = 330$. Найдем для разных вариантов диаметр $D$ и длину $l_i$ машины.

Ниже приводятся данные выбранного варианта:

ТАБЛИЦА 44

| $D$ cm | $\tau$ cm | $AS$ | $B_l$ | $D^2 l_i$ | $l_i$ cm | $l_1$ | $n_s \times b_s$ | $\frac{l_i}{\tau}$ |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 26 | 10,2 | 330 | 7 200 | 9 440 | 13,9 | 14,9 | 1×1 | 1,36 |

[1] Круговую диаграмму можно построить по способу, указанному в § 150.

7) Окончательно принимаем:

$$D = 260 \text{ mm},$$
$$l_i = 145 \text{ mm}.$$

Число железных пакетов 2.
Длина железного пакета 7 cm.
Длина железа $l = 2 \cdot 7 = 14$ cm.
Число вентиляционных каналов $n_s = 1$.
Ширина вентиляционных каналов $b_s = 1$.
Общая длина железа

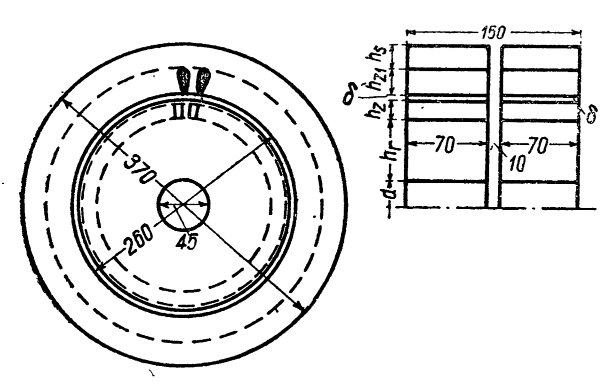
$$l_1 = l + n_s b_s = 14 + 1 \cdot 1 = 15 \text{ cm}.$$

Расчетная длина

$$l_i = l + 0{,}5 n_s b_s = 14 + 0{,}5 \cdot 1 \cdot 1 = 14{,}5 \text{ cm}.$$

8) Воздушный зазор согласно ОСТ 678 возьмем

$$\delta = 0{,}5 \text{ mm}.$$




Фиг. 386.

## *II. Обмотка, пазы, ярмо статора*

9) Число пазов на полюс и фазу выбираем из такого расчета, чтобы ширина паза $b_n$ получилась в допустимых пределах (в среднем от 0,6 cm до 1,3 cm).

Выбираем $q = 2$.

10) Число пазов статора

$$z_1 = 6pq = 6 \cdot 4 \cdot 2 = 48.$$

11) Зубцовое деление статора

$$t_s = \frac{\pi D}{z_1} = \frac{\pi \cdot 260}{48} = 17 \text{ mm}.$$

12) Принимаем для статора двухслойную американскую обмотку. Находим число проводов в пазу

$$s_n = \frac{t_1 AS}{I_1} = \frac{1{,}7 \cdot 330}{32} = 17{,}5.$$

13) Округляя, принимаем окончательно

$$s_n = 18.$$

14) Число витков в фазе статора

$$w_1 = \frac{s_n pq}{a} = \frac{18 \cdot 4 \cdot 2}{1} = 144.$$

15) Выбираем для статорной обмотки укороченный шаг $y \approx 0{,}8t$. Таким образом шаг обмотки по пазам будет

$$y \approx 0{,}8 \cdot 3q = 0{,}8 \cdot 3 \cdot 2 = 4{,}8.$$

Округляя до целого числа, получаем окончательно

$$y = 5.$$

16) Шаг в долях полюсного деления

$$\beta = \frac{y}{3q} = \frac{5}{3 \cdot 2} = \frac{5}{6}.$$

17) Обмоточный коэфициент распределения

$$k_p = \frac{\sin \frac{\pi}{2m}}{q_1 \sin \frac{\pi}{2mq}} = \frac{\sin \frac{180}{2 \cdot 3}}{2 \sin \frac{180}{2 \cdot 3 \cdot 2}} = \frac{\sin 30^\circ}{2 \sin 15^\circ} = 0{,}963.$$

18) Коэфициент укорочения шага

$$k_y = \sin (\beta \cdot 90^\circ) = \sin \frac{5}{6}\, 90^\circ \sin 75^\circ = 0{,}966.$$

19) Результирующий обмоточный коэфициент

$$k = k_p k_y = 0{,}963 \cdot 0{,}966 = 0{,}93.$$

20) Выбираем плотность тока статора

$$\Delta_1 = 4{,}5 \text{ A/mm}^2.$$

21) Сечение проводов статора

$$q_{a1} = \frac{I_1}{\Delta_1} = \frac{32}{4{,}5} = 7{,}1 \text{ mm}^2.$$

Согласно ОСТ 4123 выбираем медь с диаметром 3,05/3,35 и сечением

$$q_{a1} = 7{,}3 \text{ mm}^2.$$

22) Чертим эскиз паза. По чертежу подсчитываем сечение паза $\theta = 318 \text{ mm}^2$ (см. фиг. 387).

Коэфициент заполнения паза

$$\frac{q_{a1} \cdot s_n}{\theta} = \frac{7{,}3 \cdot 18}{318} = 0{,}413,$$

т. е. 41,3%.

23) Принимаем класс изоляции А. Проводники — с изоляцией ПБД. Пазовая изоляция „латероид" толщиной 2 · 0,5 mm. Прокладка между верхним и нижним слоями (между секциями) — промасленное полотно толщиной 2 · 0,5 mm. Деревянный клин.

24) Проверяем нагрев обмотки.

а) Длина лобовой части

$$l_s \approx 1{,}5\tau = 1{,}5 \cdot 10{,}2 = 153 \text{ mm}.$$

б) Длина полувитка

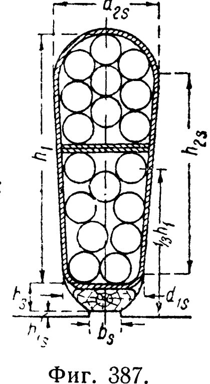
$$l_{a1} = l_1 + l_s = 150 + 153 = 303 \text{ mm}.$$

в) Активное сопротивление фазы, приведенное к 75° С:

$$r_1 = 1{,}24 \frac{2w_1 l_{a1}}{5\,700\, q_{a1}} = 1{,}24 \frac{2 \cdot 144 \cdot 30{,}3}{5\,700 \cdot 7{,}3} = 0{,}264\,\Omega.$$

г) Нагрев обмотки

$$\Delta t^\circ = \frac{55\,(1{,}05 m r_1 I_1^2 + V_{\mathrm{F}\,e})}{(1 + 0{,}1 n_s)\,A}.$$



Фиг. 387.

Подставляя в эту формулу значение найденного ниже $V_{\mathrm{Fe}} = 340$ и значение $A$ (взятое по кривым[1] для диаметра $D = 26$), равное $A = 1\,700$, найдем

$$\Delta t = \frac{55\,(1{,}05 \cdot 3 \cdot 0{,}264 \cdot 32^2 + 340)}{(1 + 0{,}1 \cdot 1)\,1\,700} = 34{,}7^\circ \text{ C}.$$

25) Найдем магнитный поток при холостом ходе

$$\Phi = \frac{U \cdot 10^8}{4{,}44 k_1 w_1 f} = \frac{220 \cdot 10^8}{4{,}44 \cdot 0{,}93 \cdot 144 \cdot 50} = 0{,}74 \cdot 10^6.$$

26) При таком потоке максимальная индукция в воздушном зазоре получается

$$B_l = \frac{\Phi}{\alpha_i \tau l_i} = \frac{0{,}74 \cdot 10^6}{0{,}69 \cdot 10{,}2 \cdot 14{,}5} = 7\,250.$$

27) Наименьшая ширина зубца статора:

$$z_{1\,\min} = t_1 - b_1 = 1{,}7 - 0{,}9 = 0{,}8 \text{ cm}.$$

Индукция в зубцах

$$B_{z\max} = \frac{B_l t_1}{z_{1\,\min} k_2} = \frac{7\,250 \cdot 1{,}7}{0{,}8 \cdot 0{,}91} = 17\,000.$$

Здесь $k_2 = 0{,}91$ учитывает изоляцию прослоек при бумажной изоляции железных листов.

28) Найдем высоту ярма статора, задаваясь $B_s = 13\,200$. Получим

$$h_s = \frac{\Phi}{2k_2 l B_s} = \frac{0{,}74 \cdot 10^6}{2 \cdot 0{,}91 \cdot 14 \cdot 13\,200} = 2{,}2 \text{ cm}.$$

Внешний диаметр статора

$$D_1 = D + 2\,(h_z + h_s) = 260 + 2\,(33 + 22) = 370 \text{ mm}.$$

---

[1] По В. А. Трапезникову „Основы проектирования серий асинхронных машин".

## *III. Обмотка, пазы и ярмо ротора*

Ротор выполняем короткозамкнутым в форме беличьего колеса с „глубокими пазами“.

29) Число пазов ротора выбираем

$$z_2 = 59.$$

30) Ток в стержне ротора

$$I_s = \frac{P \cdot 1\,000}{z_2 E_2 \cdot 0{,}93},$$

где

$$E_2 = \frac{U}{2 w_1 k_1} = \frac{220}{2 \cdot 144 \cdot 0{,}93} = 0{,}82\,\mathrm{V},$$

$$I_s = \frac{15 \cdot 1\,000}{59 \cdot 0{,}82 \cdot 0{,}93} = 333\ \mathrm{A}.$$

31) Принимаем сечение меди ротора

$$q_{a_2} = 2 \cdot 25 = 50\ \mathrm{mm}^2.$$

Плотность тока будет

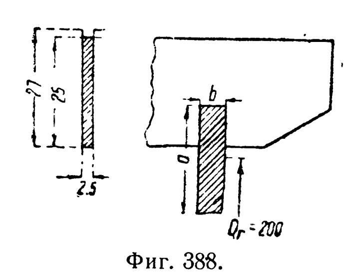
$$s_2 = \frac{I_s}{q_{a_2}} = \frac{333}{50} = 6{,}65\ \mathrm{A/mm}^2.$$

Размеры паза ротора будут (см. фиг. 388).

$$27 \cdot 2{,}5\ \mathrm{mm} = 67{,}8\ \mathrm{mm}^2.$$

32) Определяем ток в замыкающем кольце

$$I_\kappa = \frac{I_s}{2 \sin \frac{p}{z_2}\, 180^\circ} = \frac{333}{2 \sin \frac{4}{59}\, 180^\circ} = \frac{333}{2 \sin 12{,}2^\circ} = \frac{333}{2 \cdot 0{,}21} = 792\ \mathrm{A}.$$




Фиг. 388.

33) Сечение кольца примем

$$q_\kappa = 25 \cdot 16 = 150\ \mathrm{mm}^2.$$

Плотность тока в кольце будет

$$s_\kappa = \frac{I_\kappa}{q_\kappa} = \frac{792}{150} = 5{,}3\ \mathrm{A/mm}^2.$$

34) Зубцовое деление ротора

$$t_r = \frac{\pi D_r}{z_2} = \frac{3{,}14\ (260 - 2 \cdot 0{,}5)}{59} = 13{,}9\ \mathrm{mm}.$$

35) Находим диаметр вала

$$d = 14{,}4 \cdot \sqrt[3]{\frac{\text{л. с.}}{n}} = 14{,}4\ \sqrt[3]{\frac{15 \cdot 1{,}36}{750}} \approx 45\ \mathrm{mm}.$$

36) Определяем высоту „спинки“ ротора

$$h_r = 0{,}5\ (D - 2\delta - 2h_{zr} - d) = 0{,}5\ (260 - 2 \cdot 0{,}5 - 2 \cdot 27 - 45) = 80\ \mathrm{mm}.$$

## *IV. Расчет магнитной цепи*

37) Индукция в зубцах статора

$$B_{z\,\max} = 17\,000.$$

По чертежу:
Наибольшая ширина зубца

$$z_{max} = 9,3 \text{ mm}.$$

Средняя ширина зубца

$$z_{cp} = 8,65 \text{ mm}.$$

$$B_{z\,min} = \frac{B_l t_1}{k_2 \cdot z_{max}} = \frac{7\,250 \cdot 1,7}{0,91 \cdot 0,93} = 14\,600,$$

$$B_{z\,cp} = \frac{B_l t_1}{k_2 \cdot z_{cp}} = \frac{7\,250 \cdot 1,7}{0,91 \cdot 0,865} = 15\,500.$$

38) Находим ампервитки для зубцов статора.
кривой намагничивания находим:

$$aw_{z\,max} = 80,$$
$$aw_{z\,cp} = 35,$$
$$aw_{\ \,min} = 23.$$

Средние удельные ампервитки

$$aw_{zs} = \frac{80 + 23 + 4 \cdot 35}{6} = 40,5.$$

Суммарные зубцовые ампервитки

$$AW_{zs} = aw_z h_1 = 40,5 \cdot 3,3 = 134.$$

39) Точно так же найдем для зубцов ротора $aw_{zr} = 8,8$

$$AW_{zr} = 8,8 \cdot 2,7 = 24.$$

40) Ампервитки для воздушного зазора

$$k_\delta = \left(\frac{t_s + 10\delta}{z_s + 10\delta}\right)\left(\frac{t_r + 10\delta}{z_r + 10\delta}\right) = 1,37,$$

$$AW_l = 0,8 \cdot 1,37 \cdot 0,05 \cdot 7\,250 = 400.$$

41) Находим ампервитки в железе статора.
о кривой намагничивания для $B_s = 13\,200$ найдем $aw_s = 14$.

$$AW_s = aw_s \cdot L_s = 14 \cdot 6,8 = 95.$$

42) Ампервитки железа ротора

$$B_r = \frac{\Phi}{2h_r k_r l} = \frac{0,74 \cdot 10^6}{2 \cdot 8 \cdot 0,91 \cdot 14} = 3\,640.$$

По кривой намагничивания находим $aw_r = 1$, $AW_r = aw_r L_r = 1 \cdot 3,5 = 3,5$

43) Суммарные ампервитки на полюс

$$AW_0 = AW_l + AW_{zs} + AW_{zr} + AW_s + AW_r =$$
$$= 400 + 134 + 24 + 95 + 3,5 \approx 656.$$

Найдем отношение

$$\frac{AW_0}{AW_l} = \frac{656}{400} = 1,64.$$

44) Намагничивающий ток

$$I_{or} = \frac{2,22 \cdot AW_0 \cdot p}{m \cdot w_1 \cdot k_1} = \frac{2,22 \cdot 656 \cdot 4}{3 \cdot 144 \cdot 0,93} = 14,5 \text{ A}.$$

45) Процентное значение намагничивающего тока

$$I_{or}\,\% = \frac{I_{об}}{I}\,100 = \frac{14{,}5}{32}\,100 = 45{,}5\%.$$

### V. Параметры двигателя

46) Реактивное сопротивление рассеяния статорной обмотки.

$$x_1 = \frac{4\pi f_1 w_1^2}{p \cdot q_1 \cdot 10^8}\,\lambda \cdot l_i,$$

где

$$\lambda_1 = \lambda_n + \lambda_z + \lambda_s.$$

a) Магнитная проводимость паза статора

$$\lambda_n = 1{,}25 \cdot k_n \left(\frac{h_1}{3b_n} + \frac{h_2}{b_n} + \frac{2h_3}{d_{1s} + b_s} + \frac{h_{1s}}{b_s}\right);$$

$$k_n = \frac{3\beta + 1}{4} = \frac{3 \cdot 0{,}833 + 1}{4} = 0{,}875,$$

$$\lambda_n = 1{,}25 \cdot 0{,}875 \cdot 1{,}63 = 1{,}78.$$

b) Магнитная проводимость для потоков рассеяния лобовых соединений (двухслойная обмотка с сокращенным шагом)

$$\lambda_s = 0{,}4\,\frac{\tau q}{l_i} = 0{,}4\,\frac{10{,}2 \cdot 2}{15} = 0{,}54.$$

c) Магнитная проводимость между коронками зубцов

$$\lambda_z = \frac{t_r}{18\delta} = \frac{13{,}9}{18 \cdot 0{,}5} = 1{,}74.$$

d) Суммарная магнитная проводимость

$$\lambda_1 = \lambda_n + \lambda_z + \lambda_s = 1{,}78 + 1{,}74 + 0{,}54 = 4{,}06.$$

e) Реактивное сопротивление фазы статора

$$x_1 = \frac{4\pi \cdot 50 \cdot 144^2}{4 \cdot 2 \cdot 10^8}\,4{,}06 \cdot 14{,}5 = 0{,}95\,\Omega.$$

47) Активное сопротивление фазы статора

$$r_1 = k \cdot \frac{2w_1\, l_{a1}\,(1 + 0{,}001T)}{5\,700 q_{a1}} = 0{,}264\,\Omega.$$

48) Активное и реактивное сопротивление ротора

a)
$$r_2' = \left[r_s + \frac{2r_r}{\left(2\sin\frac{\pi p}{z_2}\right)^2}\right]\frac{4m_1\,(w_1 k_1)^2}{z_2};$$

Активное сопротивление стержня

$$r_s = l\,\frac{\varrho}{100 \cdot q_a} = 15{,}5\,\frac{1}{46 \cdot 100 \cdot 50}.$$ [1]

$$r_s = \frac{15{,}5 \cdot 1}{46 \cdot 100 \cdot 50} = 6{,}73 \cdot 10^{-5}\,\Omega$$

(здесь $\frac{1}{46}$ — удельное сопротивление меди).

[1] Здесь $l$ — длина стержня.

b) активное сопротивление части замыкающего кольца между стержнями ротора

$$r_r = \frac{\pi D_r \varrho}{z_2 \cdot 100 \cdot q_r} = \frac{\pi \cdot 200 \cdot 0{,}0218}{59 \cdot 100 \cdot 150} = 0{,}155 \cdot 10^{-5}\ \Omega$$

c)

$$r_2 = r_s + \frac{2r_r}{\left(2\sin\frac{\pi p}{z_2}\right)^2} = r_s + R_r =$$

$$= 6{,}73 \cdot 10^{-5} + \frac{2 \cdot 0{,}155 \cdot 10^{-5}}{\left(2\sin\frac{180 \cdot 4}{59}\right)^2} =$$

$$= 6{,}73 \cdot 10^{-5} + 1{,}76 \cdot 10^{-5} = 8{,}49 \cdot 10^{-5}.$$

d) Приведенное активное сопротивление ротора

$$r_2' = r_2 \cdot \frac{4m_1\,(w_1k_1)^2}{z_2} = 8{,}49 \cdot 10^{-5} \cdot \frac{4 \cdot 3\ (144 \cdot 0{,}93)^2}{59} = 0{,}312\ \Omega.$$

e) Найдем приведенное реактивное сопротивление ротора. Для этой цели сначала подсчитаем удельную магнитную проводимость паза ротора (открытого)

$$\lambda_{n2} = 1{,}25\left(\frac{h_1}{3b_n} + \frac{h_2}{b_n}\right) = 1{,}25\left(\frac{25}{3 \cdot 2{,}5} + \frac{2}{2{,}5}\right) = 5{,}17.$$

f) Удельная магнитная проводимость головок зубцов ротора

$$\lambda_{zr} = \frac{t_s}{18\delta} = \frac{17}{18 \cdot 0{,}5} = 2{,}13.$$

g) Удельная проводимость торцевых колец ротора

$$\lambda_{sr} = 2{,}5\ \frac{D_r}{z_2\, l_i} = 2{,}5\ \frac{20}{59 \cdot 15{,}5} = 0{,}55.$$

h) Суммарная магнитная проводимость

$$\lambda_2 = \lambda_n + \lambda_z + \lambda_s = 5{,}17 + 2{,}13 + 0{,}55 = 7{,}85.$$

i) Реактивное сопротивление ротора, приведенное к статорной цепи,

$$x_2' = 377\ \frac{(w_1k_1)^2}{z_2}\ l_i\lambda_2 \cdot 10^{-7},$$

$$x_2' = 377\ \frac{(144 \cdot 0{,}93)^2}{59}\ 14{,}5 \cdot 7{,}85 \cdot 10^{-7} = 1{,}3\ \Omega.$$

49) Найдем данные короткого замыкания, которые получились бы, если бы, не было явления „вытеснения“ тока.

$$r_k = r_1 + r_2' = 0{,}264 + 0{,}312 = 0{,}576\ \Omega;$$

$$x_k = x_1 + x_2' = 0{,}95 + 1{,}3 = 2{,}25\ \Omega;$$

$$z_k = \sqrt{x_k^2 + r_k^2} = \sqrt{2{,}25^2 + 0{,}576^2} = 2{,}28\ \Omega;$$

$$\cos\varphi_k = \frac{r_k}{z_k} = \frac{0{,}576}{2{,}28} = 0{,}252;$$

$$I_k = \frac{U}{z_k} = \frac{220}{2{,}28} = 96.5\ A;$$

$$\frac{I_k}{I_1} = \frac{96{,}5}{32} = 3{,}02.$$

50) При пуске в ход активное и реактивное сопротивления стержня беличьей клетки могут быть выражены

$$r_s = r_в + k_r r_n,$$
$$x_s = x_в + k_x x_n.$$

Коэфициенты, входящие в эти выражения, могут быть найдены из следующих выражений:

$$k_r = a \cdot \frac{\sin h\, 2a + \sin 2a}{\cos h\, 2a - \cos 2a};$$
$$k_x = \frac{3}{2a} \cdot \frac{\sin h\, 2a - \sin 2a}{\cos h\, 2a - \cos 2a}.$$

Здесь

$$a = h\sqrt{s}.$$

Если стержни в роторе медные высотой $h$, не превосходящей 5 cm, вышенаписанные выражения для $k_r$ и $k_x$ упрощаются и получают вид

$$k_r = a = h\sqrt{s};\ k_x = \frac{3}{2a} = \frac{1{,}5}{h\sqrt{s}};\ k_r = h;\ k_x = \frac{1{,}5}{h}.$$

Подставляя сюда $h = 2{,}5$ cm, найдем

$$k_r = 2{,}5;\ k_x = \frac{1{,}5}{2{,}5} = 0{,}6.$$

Подсчитаем изменение (уменьшение магнитной проводимости паза ротора при пуске

$$k_x\lambda_n = \lambda_n - \Delta\lambda_n = 0{,}6\lambda_n = 0{,}6 \cdot 5{,}17 = 3{,}1.$$

Найдем полную магнитную проводимость рассеяния ротора при пуске

$$\lambda_2' = k_x \cdot \lambda_n + \lambda_z + \lambda_s = 3{,}1 + 2{,}13 + 0{,}55 = 5{,}78.$$

Реактивное сопротивление ротора при пуске:

$$x_{2k}' = x_2' \frac{\lambda_2'}{\lambda_2} = 1{,}3\frac{5{,}78}{7{,}85} = 0{,}95\,\Omega.$$

Общее реактивное сопротивление при пуске:

$$x_k = x_1 + x_{2k}' = 0{,}95 + 0{,}95 = 1{,}9\,\Omega.$$

51) Найдем пусковое общее сопротивление двигателя с учетом влияния вытеснения тока

a) Как было найдено выше, активное сопротивление фазы беличьего ротора без учета влияния „вытеснения“ равно

$$r_2 = r_s + R_r = 6{,}73 \cdot 10^{-5} + 1{,}76 \cdot 10^{-5} = 8{,}49 \cdot 10^{-5}\,\Omega.$$

b) Активное сопротивление фазы с учетом вытеснения

$$r_{2k} = k_r r_s + R_r = 16{,}8 \cdot 10^{-5} + 1{,}76 \cdot 10^{-5} = 18{,}6 \cdot 10^{-5}\,\Omega.$$

c) Коэфициент увеличения активного сопротивления ротора

$$\frac{18{,}6 \cdot 10^{-5}}{8{,}49 \cdot 10^{-5}} = 2{,}2.$$ [1]

[1] Получилась величина, меньшая 2,5, вследствие влияния активного сопротивления торцевых частей беличьей клетки, в которых „вытеснение“ тока невелико.

d) Приведенное активное сопротивление ротора с учетом „вытеснения"

$$r'_{2k} = r'_2 \left(\frac{r_{2k}}{r_2}\right) = 0{,}312 \cdot 2{,}2 = 0{,}68\ \Omega.$$

e) Пусковое суммарное активное сопротивление

$$r_k = r_1 + r'_{2k} = 0{,}264 + 0{,}68 = 0{,}944.$$

f) Пусковое общее сопротивление (с учетом „вытеснения")

$$z_k = x_k^2 + r_k^2 = \sqrt{1{,}9^2 + 0{,}944^2} = 2{,}12\ \Omega.$$

g)
$$\cos \varphi_k = \frac{r_k}{z_k} = \frac{0{,}944}{2{,}12} = 0{,}45.$$

Таким образом видно, что „вытеснение" тока в стержнях ротора повышает коэфициент мощности при пуске в отношении $\frac{0{,}45}{0{,}252}$.

52) Пусковые характеристики двигателя

a) Пусковой ток с учетом вытеснения:

$$I_k = \frac{U}{z_k} = \frac{220}{2{,}12} = 104\ \text{A}.$$

b) Кратность пускового тока

$$\frac{I_k}{I} = \frac{104}{32} = 3{,}24.$$

c) Пусковой момент

$$M_k = m_1 I_k^2 r'_{2k} \left(\frac{0{,}975}{n_s}\right);$$

$$M_k = 3 \cdot 104^2 \cdot 0{,}68 \left(\frac{0{,}975}{750}\right) = 28{,}6\ \text{kgm}.$$

Если бы в двигателе отсутствовало явление „вытеснения" тока, то мы получили бы

$$M_k = m_1 I_k^2 r'_2 \left(\frac{0{,}975}{n_s}\right) = 3 \cdot 96{,}5^2 \cdot 0{,}312 \left(\frac{0{,}975}{750}\right) = 11{,}3\ \text{kgm}.$$

## *VII. Коэфициент полезного действия двигателя*

53) Находим потери при номинальной нагрузке

Потери меди статора $V_1 = 890$ W

Потери меди ротора $V_2 = 585$ W

„Добавочные" потери согласно нормам принимаем равными 0,5% от подведенной мощности $V_\partial = 0{,}005\ P_1 = 0{,}005 \cdot 17{,}3 = 86$ W.

Механические потери принимаем равными 3% от полезной мощности

$$V_\varrho = 0{,}03 \cdot 15\,000 = 450\ \text{W}.$$

Потери железа $V_{Fe} = 340$ W.

Сумма всех потерь

$$V = V_1 + V_2 + V_\partial + V_\varrho = 2{,}35\ \text{kW}.$$

54) Находим к. п. д. при номинальной нагрузке

$$\eta = \frac{P_2}{P_2 + V} = \frac{15}{15 + 2{,}35} = 0{,}86.$$

## ОСНОВНЫЕ БУКВЕННЫЕ ОБОЗНАЧЕНИЯ, ВСТРЕЧАЮЩИЕСЯ В КНИГЕ

$AW$ — ампервитки.
$AW_1$ — число ампервитков статора.
$AW_2$ — число ампервитков ротора.
$AS$ — линейная нагрузка якоря.
$B$ — магнитная индукция.
$B_l$ — магнитная индукция в воздушном промежутке.
$B_z$ — магнитная индукция в зубцах.
$B_{zi}$ — „идеальная“ (фиктивная) магнитная индукция в зубцах.
$B_r B_s$ — средняя величина магнитной индукции в сердечнике ротора и статора.
$b_n$ — ширина паза.
$D$ — внутренний диаметр статора.
$D_1$ — внешний диаметр статора.
$D_2$ — внутренний диаметр ротора.
$E_1$ — электродвижущая сила (э. д. с.), индуктированная в фазе статора вращающимся потоком $\Phi$.
$E_{s_1} - E_{s_2}$ — э. д. с., индуктированные потоками рассеяния в обмотках статора и ротора.
$E_{2s}$ — э. д. с., индуктированная вращающимся потоком в фазе ротора при скольжении $s$.
$E_2$ — э. д. с., индуктированная в фазе ротора при неподвижном двигателе ($s = 1$).
$E_2'$ — э. д. с. ротора, приведенная к первичной цепи (статора).
$E_{2\,max}$ — максимальная величина (эффективная) э. д. с. ротора при пуске в ход ($E_{2\,max} = E_2$).
$U$ — напряжение у зажимов одной фазы.
$U_k$ — напряжение у зажимов при коротком замыкании.
$U_l$ — линейное (междуфазовое) напряжение.
$U_f$ — фазовое напряжение сети.
$U_2$ — напряжение на кольцах ротора асинхронного двигателя (или на клеммах коллекторного двигателя вспомогательного агрегата при каскадной схеме).
$F$ — амплитудное значение магнитодвижущей силы (м. д. с.)
$f$ — удельная поверхность охлаждения.
$f_1$ — частота тока сети.
$f_2$ — частота тока в роторе.
$f_s$ — частота скольжения.
$I_0$ — ток холостого хода.

$I_{0a}$ — активная слагающая тока холостого хода.

$I_{0r}$ — реактивная слагающая тока холостого хода (намагничивающий ток).

$I_1$ — ток статора.

$I_2$ — ток ротора.

$I'_2$ — приведенный ток ротора.

$I_k$ — ток короткого замыкания.

$I_{ki}$ — „идеальный“ ток короткого замыкания.

$I_n$ — „объем“ тока в пазу.

$I_{f\triangle}$ — фазовый ток при соединении статора двигателя в треугольник.

$I_{l\triangle}$ — линейный ток при соединении статора в треугольник.

$I_{lY}$ — линейный ток при соединении статора в звезду.

$k$ — коэфициент увеличения активного сопротивления вследствие „вытеснения“ тока.

$k_p$ — обмоточный коэфициент „распределения“.

$k_y$ — обмоточный коэфициент „укорочения“.

$= k_p k_y$ — обмоточный коэфициент статорной обмотки.

$k_2$ — обмоточный коэфициент роторной обмотки.

$k_\delta$ — коэфициент, учитывающий увеличение магнитного сопротивления воздушного промежутка, вызванное зубцами статора и ротора.

$l$ — суммарная длина железа.

$l_1$ — суммарная длина ротора (с вентиляционными промежутками).

$l_i$ — „идеальная“ (или „расчетная“) длина ротора.

---

# АЛФАВИТНЫЙ УКАЗАТЕЛЬ